

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**2015**

**Tomáš Cabadaj**

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Katedra elektroniky

**Modelování a simulace rezonančních DC/DC měničů**

Modeling and Simulation of Resonant DC/DC Converters

**2015**

**Tomáš Cabadaj**

## Zadání diplomové práce

Student:

**Bc. Tomáš Cabadaj**

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T015 Elektronika

Téma:

Modelování a simulace rezonančních DC/DC měničů  
Modeling and Simulation of Resonant DC/DC Converters

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretický rozbor a rozdělení rezonančních DC/DC měničů, popište princip funkce a uveďte základní vlastnosti a konfigurace měničů typů ZCS a ZVS.
2. Dle pokynů vedoucího diplomové práce proveďte pro zadané parametry zátěže návrh obvodových komponentů vybraných konfigurací rezonančních DC/DC měničů.
3. V prostředí OrCAD/PSpice sestavte a odlaďte simulační modely měničů z bodu 2.
4. Na základě simulačních výsledků mezi sebou porovnejte jednotlivé řešené konfigurace, stanovte jejich účinnosti a výsledky porovnejte s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

Krejčířík, A.: Napájecí zdroje I, II, III. Praha: BEN - technická literatura, 1998, 2000

Faktor Z.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje, BEN Technická literatura, Praha 2002, ISBN 80-86056-91-0

[http://intranet.deei.fct.ualg.pt/EdP/PSpice-basedExamples/PSpice\\_Examples.pdf](http://intranet.deei.fct.ualg.pt/EdP/PSpice-basedExamples/PSpice_Examples.pdf)


Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2014

Datum odevzdání: 07.05.2015

  
doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry



  
prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## **Poděkování**

Tímto bych chtěl poděkovat panu Ing. Alešovi Havlovi, Ph.D. za jeho odborné rady i poskytnuté konzultační hodiny při vypracování této diplomové práce.

## **Prohlášení studenta**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě 7. 5. 2015

.....

## Abstrakt

Tato diplomová práce pojednává o rezonančních měničích, které charakterizujeme jako běžné DC/DC měniče řízené pulzní šířkovou modulací, jejichž obvodové schéma je rozšířeno o obvodovou strukturu obsahující rezonanční prvky L a C. Takto vytvořený obvod umožňuje efektivního dosažení velmi nízkých spínacích ztrát.

V úvodu diplomové práce je rozebrána problematika měkkého spínání, která se zabývá metodami spínání v nule proudu (ZCS) a spínání v nule napětí (ZVS) včetně jejich vzájemného porovnání. V rozsáhlé kapitole teoretického rozboru jsou uvedeny jednotlivé struktury rezonančních DC/DC měničů, které můžeme rozdělit do tří základních skupin: klasické, kvazi-rezonanční, multi-rezonanční. Tato práce se věnuje měničům patřícím do skupiny klasických. U jednotlivých kapitol popisujících rezonanční měniče je naznačen princip funkce, průběhy obvodových veličin, grafy zobrazující přenosové vlastnosti a dále jejich výhody a nevýhody.

Výsledkem této práce jsou vytvořené simulační modely v programu OrCAD/PSpice. Před samotnými simulacemi bylo nutné se seznámit jak s teoretickou problematikou, tak i metodami návrhu rezonančních měničů.

## Klíčová slova

Měkké spínání, rezonanční měnič, simulace, spínání v nule napětí, spínání v nule proudu.

## Abstract

This thesis discusses about the resonant converters, which can be described as conventional DC/DC converters controlled by pulse width modulation, whose circuit diagram is extended by resonant structure containing resonant elements like L and C. Thus created circuit allows effectively achieve of very low switching power losses.

At the introduction of the thesis is analyzed the problem of soft switching, which deals with methods of zero current switching (ZCS) and zero voltage switching (ZVS), including their each other comparison. In a large section of theoretical analysis are given individual resonance structures DC/DC converters, which can be divided into three basic groups: classical, quasi-resonant, multi-resonant. This work is dedicated converters, which belongs to the group of classic. For individual chapters which describe resonant converters is implied principle of function, waveforms of peripheral variables, graphs showing transmission characteristics and their advantages and disadvantages.

The results of this work are simulations created in simulation environment OrCAD / PSpice. Before the simulations, it was necessary to become familiar with theoretical issues and methods of design of resonant converters.

## Keywords

Resonant converter, simulation, soft switching, zero current switching, zero voltage switching.

**Seznam použitých symbolů a fyzikálních veličin**

<b>Symbol</b>	<b>Význam</b>	<b>Jednotka</b>
$C_f$	kapacita filtračního kondenzátoru	[F]
$C_r$	kapacita rezonančního kondenzátoru	[F]
$\cos \psi$	fázový úhel mezi rezonančním napětím a proudem	[-]
D	zpětná nebo usměrňovací dioda	
$f_R$	rezonanční frekvence	[Hz]
$f_S$	spínací frekvence	[Hz]
$i_{Cr}$	proud tekoucí rezonančním kondenzátorem	[A]
$i_{Lr}$	proud tekoucí rezonanční cívku	[A]
$i_{Lmax}$	maximální hodnota rezonančního proudu cívky	[A]
$i_{MAG}$	magnetizační proud	[A]
$i_R$	rezonanční proud	[A]
$i_{VT}$	proud tekoucí výkonovým tranzistorem	[A]
$i_D$	proud tekoucí zpětnou nebo usměrňovací diodou	[A]
$I_{DM}$	maximální hodnota usměrněného proudu	[A]
$I_{IN}$	vstupní proud	[A]
$I_{OUT}$	výstupní proud	[A]
$L_f$	indukčnost filtrační cívky	[H]
$L_m$	indukčnost magnetizační cívky	[H]
$L_r$	indukčnost rezonanční cívky	[H]
$L_1$	indukčnost cívky	[H]
M	napěťový přenos měniče	[-]
$M_{VR}$	napěťový přenos usměrňovače	[-]
$M_{Vr}$	napěťový přenos rezonančního obvodu	[-]
$M_{Vs}$	napěťový přenos spínače	[-]
$P_{IN}$	vstupní výkon	[W]

---

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A FYZIKÁLNÍCH VELIČIN

---

$P_{OUT}$	výstupní výkon	[W]
$Q$	činitel jakosti	[-]
$r$	zatěžovatel	[-]
$r_c$	odpor kondenzátoru	[Ω]
$r_l$	odpor cívky	[Ω]
$r_p$	celková parazitní rezistivita	[Ω]
$R_{ac}$	ekvivalentní odpor LLC měniče	[Ω]
$R_F$	odpor diody v propustném směru	[Ω]
$R_m$	celkový odpor měniče	[Ω]
$R_{out}$	výstupní zátěž	[Ω]
$R_r$	odpor rezonančního obvodu	[Ω]
$R_{rin}$	vstupní odpor usměrňovače	[Ω]
$T$	tranzistorový spínač	
$u_{Cr}$	napětí na rezonančním kondenzátoru	[V]
$u_{C_{rmax}}$	maximální napětí na rezonančním kondenzátoru	[V]
$U_A$	společný potenciál tranzistorů	[V]
$U_{DS}$	napětí mezi kolektorem a emitorem	[V]
$U_F$	úbytek napětí na diodě v propustném směru	[V]
$U_{GS}$	napětí mezi řídicí elektrodou a emitorem	[V]
$U_{IN}$	vstupní napětí	[V]
$U_{OUT}$	výstupní napětí	[V]
$w$	úhlová frekvence	[s <sup>-1</sup> ]
$w_R$	úhlová frekvence při rezonanci	[s <sup>-1</sup> ]
$Z_0$	charakteristická impedance	[Ω]
$\eta$	celková účinnost	[%]
$\eta_I$	účinnost můstkového měniče	[%]
$\eta_R$	účinnost usměrňovače	[%]

## Seznam použitých zkratek

<b>Zkratka</b>	<b>Anglický název</b>	<b>Český název</b>
FHA	Fundamental Harmonic Analysis	Analýza první harmonické složky
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
LCC	Converter with L, C, C	Topologie měniče s prvky L, C, C
LLC	Converter with L, L, C	Topologie měniče s prvky L, L, C
PRC	Parallel Resonant Converter	Paralelní rezonanční měnič
PWM	Pulse Width Modulation	Pulzní šířková modulace
QPRC	Quality factor PRC	Činitel jakosti paralelního rezon. obvodu
QSRC	Quality factor SRC	Činitel jakosti sériového rezon. obvodu
SRC	Series Resonant Converter	Sériový rezonanční měnič
ZCS	Zero Current Switching	Spínání v nule proudu
ZVS	Zero Voltage Switching	Spínání v nule napětí



## Obsah

Úvod .....	11 -
1 Teoretický rozbor rezonančních DC/DC měničů .....	12 -
1.1 ZCS - Spínání v nule proudu.....	13 -
1.2 ZVS - Spínání v nule napětí .....	14 -
1.3 Vzájemné porovnání metod ZCS a ZVS .....	15 -
1.4 Přehled rezonančních měničů s měkkým spínáním .....	16 -
1.5 Zvyšující měnič .....	17 -
1.5.1 Rozbor časových intervalů (dle obr. 1.7).....	18 -
1.6 Snižující měnič .....	20 -
1.6.1 Rozbor časových intervalů (dle obr. 1.10).....	21 -
1.7 Rezonanční měniče v půl-můstkovém zapojení.....	22 -
1.7.1 Sériový měnič .....	23 -
1.7.2 Paralelní měnič .....	24 -
1.7.3 Sériově-Paralelní měnič (LCC) .....	26 -
1.7.4 Základní princip činnosti a vlastnosti předchozích struktur.....	28 -
1.7.5 LLC měnič.....	29 -
2 Analýza rezonančních DC/DC měničů .....	36 -
2.1 Návrh zvyšujícího měniče .....	36 -
2.1.1 Matematické vyjádření zvyšujícího měniče .....	37 -
2.2 Návrh snižujícího měniče .....	39 -
2.2.1 Matematické vyjádření snižujícího měniče .....	39 -
2.3 Návrh sériového rezonančního měniče .....	41 -
2.3.1 Matematické vyjádření sériového rezonančního měniče .....	42 -
2.4 Návrh paralelního rezonančního měniče .....	44 -
2.4.1 Matematické vyjádření paralelního rezonančního měniče.....	44 -
3 Simulační modely rezonančních měničů.....	46 -
3.1 Zvyšující měnič .....	47 -
3.2 Snižující měnič .....	49 -
3.3 Sériový rezonanční měnič .....	52 -

4	Porovnání simulačních a teoretických předpokladů .....	- 56 -
4.1	Komparace pro zvyšující měnič .....	- 56 -
4.2	Komparace pro snižující měnič.....	- 57 -
4.3	Komparace pro sériový rezonanční měnič .....	- 57 -
4.4	Komparace pro paralelní rezonanční měnič .....	- 60 -
5	Závěr.....	- 63 -

## Úvod

DC/DC měniče jsou elektrické obvody, jejichž úkolem je změnit velikost elektrické energie mezi jeho vstupní a výstupní hodnotou stejnosměrného napětí, ať už se jedná o její snížení nebo zvýšení. Pro tuto transformaci napětí je požadována vysoká účinnost, velká hustota energie, vysoký výkon a co nejmenší ztráty, pro tento účel byly vynalezeny rezonanční měniče, které se hlavně vyznačují malými ztrátami při zapínání a vypínání výkonového prvku. Tyto měniče se dnes uplatňují ve stále větší míře. [1] [2]

Abychom docílili co nejmenších výkonových ztrát měniče, musíme optimalizovat jejich řízení, což především znamená, snížit frekvenci výkonového spínacího prvku. To je ovšem v rozporu s dnešním trendem, kdy se naopak snažíme spínací frekvenci polovodičového spínače zvyšovat. Vysoké kmitočty spínání však zvyšují ztráty, které mohou být neúměrně vysoké, což má za následek využívání nových moderních součástek a různých technik spínání, abychom co nejvíce eliminovali ztráty při vysokých spínacích frekvencích. [1] [2]

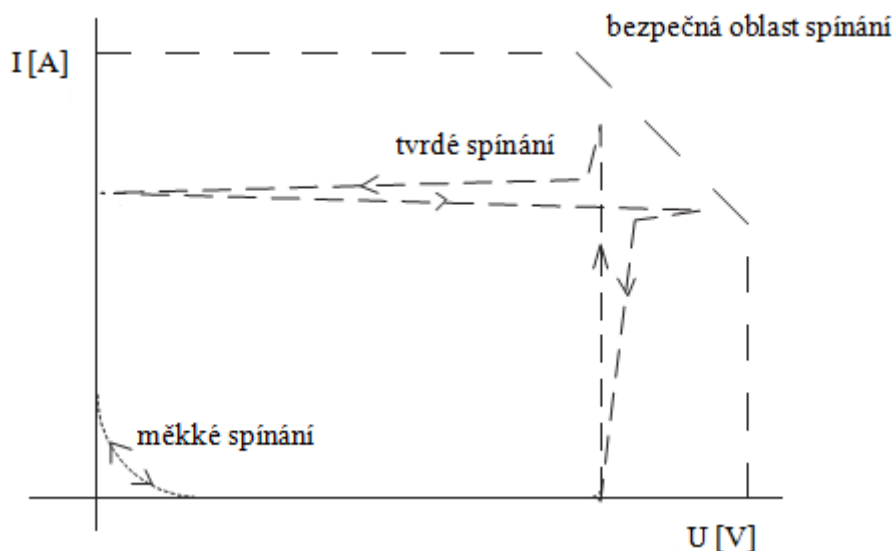
K docílení redukce popřípadě eliminace spínací složky ztrát vznikla myšlenka, která se zaobírá metodou měkkého spínání tzv. soft switching. Její princip je založen na vytvoření podmínky pro spínání při nulovém proudu (Zero Current Switching-ZCS) nebo při nulovém napětí (Zero Voltage Switching-ZVS) v okamžiku zapínání a vypínání polovodičové spínací součástky. [1] [2]

Rezonanční měniče jsou již známy přibližně tři dekády, pro efektivní činnost měniče je kladen důraz na snižování spínacích ztrát, ale zároveň spínací kmitočty se snažíme neustále navyšovat. V dnešní době moderní výkonové prvky dosahují vysokých hodnot spínání, pohybujeme se v řádu megahertzů (záleží na typu součástky). Tyto uvedené vlastnosti (nízké spínací ztráty, vysoký kmitočty spínání) umožňují konstruovat rezonanční měnič v co nejmenší velikosti, další výhodou spočívá v elektromagnetické kompatibilitě. Musíme si taktéž uvědomit, že nejsou kladeny velké nároky na chlazení, jelikož dochází ke zmenšení ztrát. [1] [2]

## 1 Teoretický rozbor rezonančních DC/DC měničů

V rámci zapínacího a vypínacího cyklu výkonového prvku při podmínkách tvrdého spínání dochází k velkým spínacím ztrátám a tím i k velkému namáhání součástky. Spínací křivka tvrdého spínání je zobrazena na obrázku 1.1. Během zapínacího a vypínacího procesu musí výkonový prvek zároveň odolávat jak hodnotám vysokému napětí tak i hodnotám vysokému proudu. Spínací ztráty jsou úměrné spínací frekvenci. [1] [3]

U měkkého spínání jak lze vidět z obrázku 1.1 je markantní rozdíl ve spínacích ztrátách a tedy i ve výkonovém zatížení spínacího prvku oproti tvrdému spínání. Tyto ztráty jsou buď eliminovány, nebo redukovány působením nulové hodnoty (téměř nulové hodnoty) proudu nebo napětí, záleží na zvolené technice spínání ZVS (Zero Voltage Switching) popřípadě ZCS (Zero Current Switching), tyto spínací techniky (ZVS, ZCS) se řadí mezi měkké způsoby spínání. Na níže uvedeném obrázku (č.1.1), je taktéž zobrazena bezpečná oblast spínání součástky, která zaručuje správnou funkčnost, při její překročení dochází k průrazu a ke zničení výkonové součástky. [1] [3]

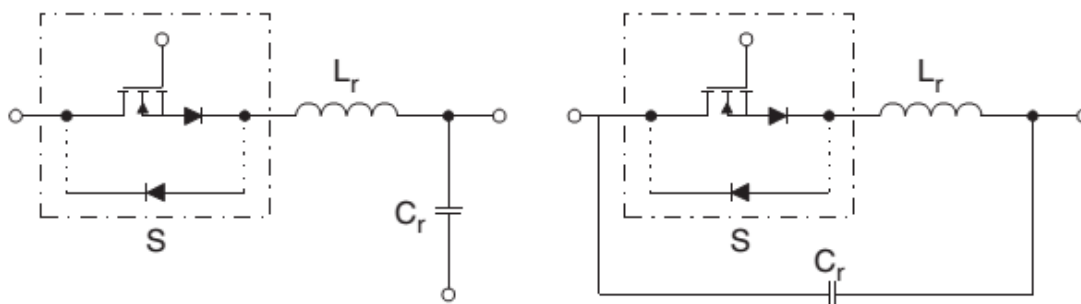


**Obr. 1.1:** Spínací charakteristika výkonové prvku

Kombinací "klasického" DC/DC měniče s rezonančním obvodem, který je tvořen prvky  $L_r$  a  $C_r$  vznikne rezonanční měnič. Rezonanční obvod vytváří podmínky pro měkké spínání výkonové součástky v obvodu. Díky snížení spínacích ztrát a neustálého vylepšování výkonových spínačů je dosaženo navýšení spínací frekvence až do hodnot MHz. Důsledkem těchto změn jsme dosáhli toho, že velikost magnetických součástek se rapidně zmenšila, což má za následek i celkové zmenšení hmotnosti celého rezonančního měniče. Nicméně, i tento typ měniče má své nedostatky, rezonance způsobuje vyšší špičkové hodnoty proudu a napětí oproti běžnému spínání. Většina těchto měničů vyžaduje frekvenční modulaci pro výstupní regulaci výkonu a složitý návrh rezonančního obvodu při proměnné spínací frekvenci. [1] [3]

## 1.1 ZCS - Spínání v nule proudu

Při tomto způsobu zapojení je rezonanční cívka  $L_r$  zapojena v sérii s výkonovým prvkem "S" a paralelně k této cívce je zapojen rezonanční kondenzátor  $C_r$ , cílem je dosáhnout spínání v nule proudu (ZCS). V případě, že výkonový prvek "S" je zapojen jako jednosměrný spínač, může proud rezonovat pouze v kladné polovině cyklu, jinými slovy spínač pracuje v půlcestném režimu (half-wave mode), jestliže je k jednosměrnému spínači připojena antiparalelní dioda, mluvíme o dvousměrném spínači a proud může protékat oběma směry, jinými slovy spínač pracuje v plno-cestném režimu (full-wave mode). [1] [2] [3]



**Obr. 1.2:** Uspořádání rezonančního obvodu se spínačem v ZCS (full wave mode) [3]

Obrázek 1.2 zobrazuje topologii zapojení pro obousměrný spínač (full-wave mode), jelikož je k výkonovému prvku zapojena antiparalelní dioda. V případě půl-cestného režimu by schéma zapojení dle obr. 1.2 bylo stejné, ovšem bez zpětné diody. Rozdíl mezi jednosměrným a dvousměrným spínačem je dán v průběhu proudu, který prochází rezonanční cívkou  $L_r$  při vypnutí výkonového prvku. U jednosměrného spínače má proud klesající pozvolný charakter, kdežto u dvousměrného dochází k zákmitům, které mají tlumený charakter. [3]

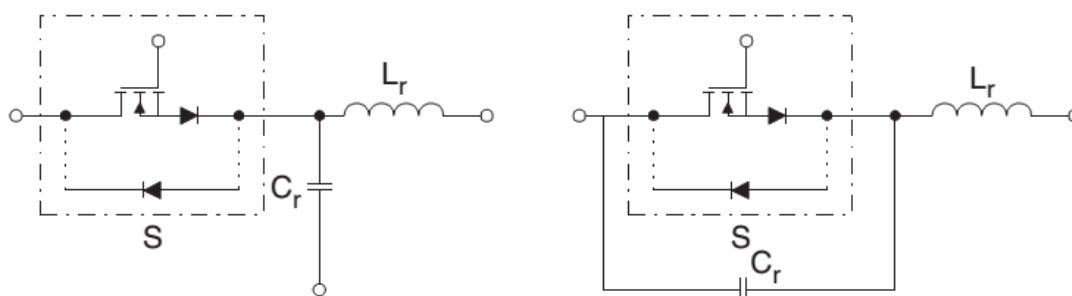
Dojde-li k sepnutí výkonového prvku, sériově zapojená rezonanční cívka  $L_r$  způsobí pozvolný nárůst proudu od nulové hodnoty, jelikož se v obvodu nachází i další rezonanční prvek kondenzátor  $C_r$ , dochází k oscilaci proudu, kterou způsobuje rezonance. Důsledkem oscilace je pokles proudu k nulové hodnotě, doba, za kterou se tak stane, je dána rezonančním kmitočtem mezi  $L_r$  a  $C_r$ . Tímto principem je dosaženo téměř nulových ztrát při vypnutí výkonového prvku. [1]

Porovnáme-li vzájemně zapojení jednosměrného spínače (half-wave mode) s dvousměrným (full-wave mode), můžeme konstatovat, že jednosměrný spínač má výhodu ve větší účinnosti, kdežto dvousměrný se vyznačuje nezávislostí výstupního napětí rezonančního měniče vzhledem k jeho zatížení. [1]

Abychom mohli regulovat výstup měniče, musíme dodržet konstantní dobu sepnutí výkonového prvku podle rezonančního kmitočtu  $L_r C_r$  obvodu, samotná regulace se provádí změnou spínací frekvence. [1]

## 1.2 ZVS - Spínání v nule napětí

Při tomto způsobu zapojení je rezonanční kondenzátor  $C_r$  zapojen paralelně s výkonovým prvkem "S" a paralelně k tomuto kondenzátoru je zapojena rezonanční cívka  $L_r$ , cílem je dosáhnout spínání v nule napětí (ZVS). V případě, že výkonový prvek je zapojen jako jednosměrný spínač, napětí na kondenzátoru může oscilovat jak v kladném tak i v záporném cyklu, jinými slovy spínač pracuje v plno-cestném režimu (full-wave mode), jestliže je k jednosměrnému spínači připojena antiparalelní dioda (obousměrný spínač), napětí na kondenzátoru je "drženo" na nule za pomoci diody během záporného cyklu (half-wave mode). [1] [2] [3]



**Obr. 1.3:** Uspořádání rezonančního obvodu se spínačem v ZVS (half-wave mode) [3]

Obrázek 1.3 zobrazuje topologii zapojení pro obousměrný spínač, jelikož je k výkonovému prvku zapojena antiparalelní dioda. V případě jednosměrného spínače (full-wave mode) by schéma zapojení dle obr. 1.3 bylo stejné ovšem bez zpětné diody. [3]

Dojde-li k vypnutí výkonového prvku "S", paralelně zapojený rezonanční kondenzátor  $C_r$  způsobí pozvolný nárůst napětí, jelikož se v obvodu nachází i další rezonanční prvek cívka  $L_r$ , dochází k oscilaci napětí, kterou způsobuje rezonance. Důsledkem oscilace je pokles napětí k nulové hodnotě, doba, za kterou se tak stane, je dána rezonančním kmitočtem mezi  $L_r$  a  $C_r$ . Tímto principem je dosaženo téměř nulových ztrát při zapnutí výkonového prvku, tedy za podmínky kdy napětí má nulovou hodnotu. [1]

Co se týče vlastností jednosměrného a dvousměrného spínače jsou totožné s principem spínání v nule proudu (ZCS), tedy výhoda pro zapojení jednosměrného spínače je dána vyšší účinností, kdežto dvousměrný spínač se vyznačuje nezávislostí výstupního napětí rezonančního měniče vzhledem k jeho zatížení. To samé platí pro regulaci výstupu měniče, která je ovlivněna spínací frekvencí, ovšem musí být splněna podmínka pro zachování konstantní doby sepnutí výkonového prvku podle rezonančního kmitočtu  $L_r C_r$  obvodu. [1]

Pro vybrané topologie rezonančních měničů budou za pomoci techniky měkkého spínání, vysvětleny jejich principy fungování v dalších kapitolách této diplomové práce.

### 1.3 Vzájemné porovnání metod ZCS a ZVS

Co se týče metody spínání v nule proudu (ZCS), ta se vyznačuje tím, že vypínací ztráty eliminuje, kdežto zapínací ztráty redukuje. V závislosti jak velký kondenzátor je připojen k diodě během rezonance a v závislosti velikosti kapacity přechodu, kterou dioda disponuje, dochází k ovlivňování činnosti měniče. V případě sepnutí tranzistoru MOSFET technikou spínání v nule proudu (ZCS) energie uložená v této kapacitě se v průběhu zapnutí rozptýlí, tzn., že zapínací ztráty jsou touto kapacitou ovlivněny. [2] [3]

Jakou velikostí budou tyto ztráty disponovat, můžeme vyjádřit podle níže uvedeného vztahu (1.1). Z rovnice vyplývá, že ztráty jsou přímo úměrné napětí kvadrátu  $U_{DS}$ , kterým je tranzistor namáhán během vypnutého stavu, dále jsou ztráty ovlivňovány spínací frekvencí výkonového prvku (tranzistoru). U kapacity můžeme konstatovat, že v závislosti na velikosti napětí  $U_{DS}$  mění svou velikost, která je nepřímo úměrná napětí  $U_{DS}$ , tzn. čím vyšší napětí tím menší kapacita. [1] [3]

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{DS}^2 \cdot f_s \text{ [W]} \quad (1.1)$$

Výhoda měniče, který pro svou funkci používá techniku ZCS, je možnost přerušit činnost měniče a následně znovu obnovit cyklus spínání, aniž by docházelo k ovlivňování spínacích ztrát. Další předností rezonačního měniče s měkkým spínáním dle ZCS je velikost rozsahu zatížení  $R_{min}$  až  $R_{max}$ , tzn. že můžeme používat měnič i ve stavu naprázdno, ovšem vliv na spínací ztráty se neprojeví. Hodnota  $R_{min}$  znamená, že při zatížení měniče ve stavu nakrátko nelze použít metodu ZCS. [1] [3]

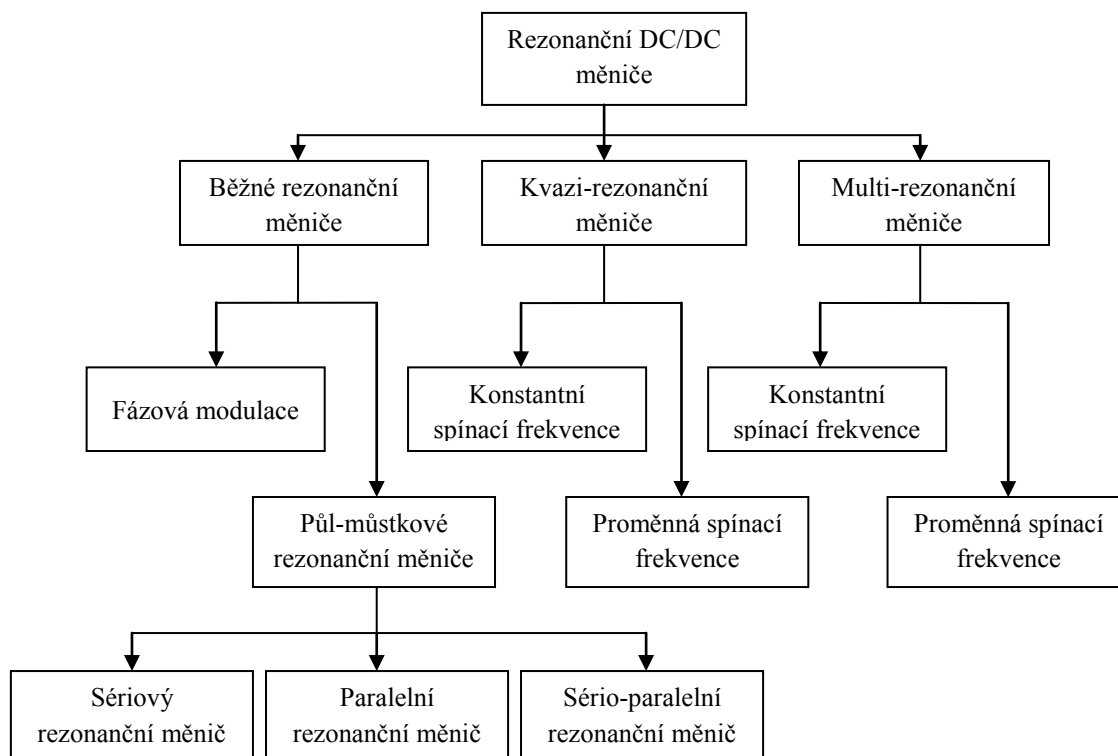
Co se týče metody spínání v nule napětí (ZVS), ta se vyznačuje tím, že vypínací ztráty redukuje, kdežto zapínací ztráty eliminuje. Nevýhodou měniče, který pro svou funkci používá techniku ZVS, je neschopnost přerušit činnost měniče a následně znovu obnovit cyklus spínání, dochází totiž k ovlivňování spínacích ztrát, opak oproti ZCS (viz předešlý odstavec). Předností rezonačního měniče s měkkým spínáním dle ZVS je velikost rozsahu zatížení  $R_{min}$  až  $R_{max}$ , tzn. že můžeme používat měnič i ve stavu nakrátko, ovšem vliv na spínací ztráty se neprojeví. Hodnota  $R_{max}$  znamená, že při zatížení měniče ve stavu naprázdno nelze použít metodu ZVS.

U tranzistoru IGBT dochází během jeho vypínání k procesu, který se nazývá jako "doznívací proud" (tail current), proto je výhodné používat tyto součástky, jež disponují touto schopností, jelikož při metodě ZCS dochází k eliminaci vypínacích ztrát. [1] [3]

U jednotlivých technik spínání ZCS a ZVS můžeme porovnat, do jaké míry působí průběh proudu, tím myslíme jeho tvar na velikost vodivostních ztrát. Metoda ZVS se vyznačuje pravoúhlým průběhem proudu, zatímco u metody ZCS má proud zhruba sinusový charakter, jeho nevýhodou je velká špičková hodnota, důsledkem tohoto přetížení jsou vyšší vodivostní ztráty. U metody ZVS dochází k namáhání tranzistoru při jeho vypínání, kdy proud má opět vysokou špičkovou hodnotu, proto je důležité vhodně nadimenzovat spínač pro závěrné napětí.

[1] [3]

## 1.4 Přehled rezonančních měničů s měkkým spínáním



**Obr. 1.4:** Přehled rezonančních struktur

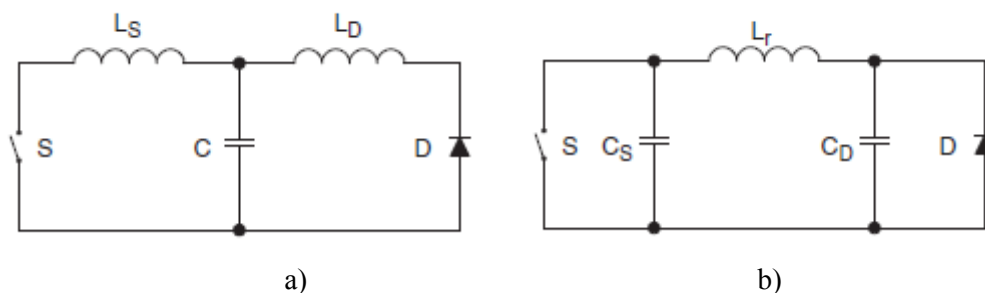
Dle výše uvedeného obrázku (obr. 1.4) vidíme topologii rezonančních měničů, jelikož jejich vývoj probíhá od 80. let 20. století, můžeme tyto struktury rozdělit do několika obvodových skupin: běžné rezonanční, kvazi-rezonanční a multi-rezonanční měniče. Každá z těchto topologií se dá klasifikovat z hlediska různých vlastností. [3]

Kvazi-rezonanční měnič lze popsat jako klasický DC/DC měnič, jež je řízený PWM signálem, ovšem důležité je doplnit tuto strukturu o rezonanční prvky  $L_r C_r$ , tím je splněno kritérium pro vytvoření rezonance, která trvá po dobu, jež je nutná pro podmínku měkkého spínání. Změnou spínací frekvence ovlivňujeme řízení výstupního výkonu. V případě, že do kvazi-rezonančního měniče je zaveden další spínací prvek (nejčastěji paralelně k rezonanční cívice), výstupní výkon je řízen za pomoci změny zatěživatel, důsledkem takové změny dojde ke konstantní spínací frekvenci měniče. Kvazi-rezonanční měniče mohou pracovat jak v jedno-kvadrantovém tak i dvou-kvadrantovém režimu. [3]

Multi-rezonanční měniče se vyznačují tím, že jejich struktura je doplněna o další rezonanční prvek s nulovou diodou, na uvedeném obrázku 1.5 jsou schémata pro obě techniky měkkého spínání.



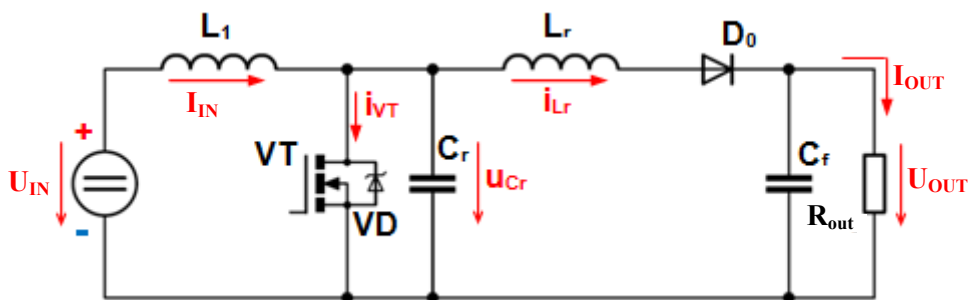
Častěji se využívá metoda ZVS, protože kondenzátor  $C_D$ , který je paralelně připojený k diodě dokáže eliminovat parazitní rezonanci, jež vzniká mezi rezonanční cívkou  $L_R$  a vlastní kapacitou přechodu diody, výhoda je i v lepší stabilitě měniče při vyšší spínací frekvenci. Další kategorií jsou rezonanční měniče, jejichž obvod  $L_r C_r$  je zapojen do tří různých variant zapojení (půl-můstkové rezonanční měniče) se zátěží. Veškeré principy činnosti pro vybrané topologie budou rozebrány v následujících kapitolách. [3]



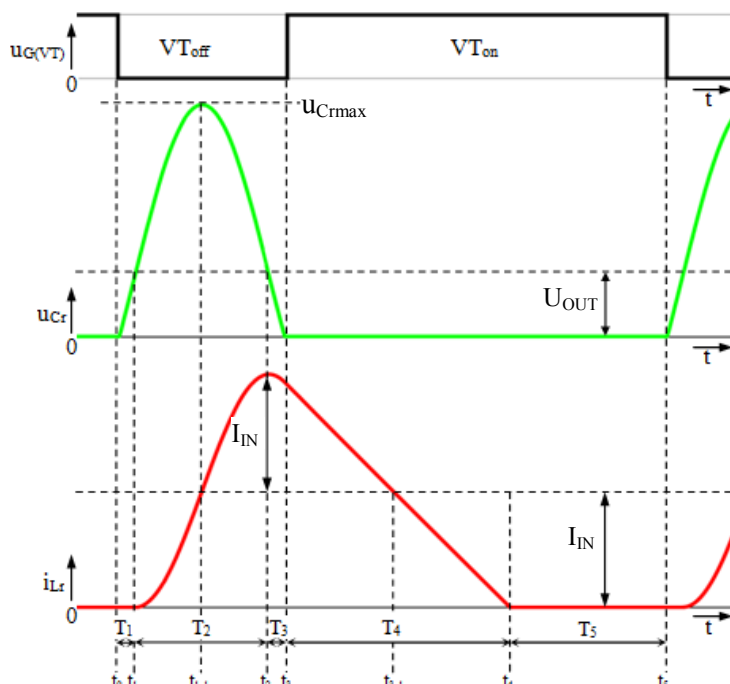
**Obr. 1.5:** Uspořádání pro multi-rezonanční spínač: a) ZCS; b) ZVS [Rashid]

## 1.5 Zvyšující měnič

Úkolem zvyšujícího měniče (obr. 1.6) je přenos energie ze vstupního napětí na výstupní (do zátěže) takovým způsobem, že musí být splněna tato podmínka  $U_{OUT} \geq U_{IN}$ , jinými slovy hodnota výstupního napětí je vyšší nebo rovna než u vstupního. Velikost tohoto přenosu je ovlivněna poměrnou dobou sepnutí. V následující analýze budou popsány jednotlivé časové intervaly dle průběhů veličin rezonančního obvodu (obr. 1.7) a na funkčním schématu (obr. 1.8) budou zobrazeny průběhy proudů a napětí v jednotlivých větvích obvodu při spínacím a vypínacím cyklu. Nutno podotknout, že veškeré prvky jsou ideální, tzn. cívka  $L_1$  dosáhne nekonečné hodnoty a proud tekoucí tlumivou nahradíme konstantním zdrojem proudu. [1]



**Obr. 1.6:** Schéma rezonančního zvyšujícího měniče [1]



Obr. 1.7: Průběhy veličin při ZVS [1]

### 1.5.1 Rozbor časových intervalů (dle obr. 1.7)

#### Interval $T_1$ ( $t_0 \leq t \leq t_1$ )

Z výše uvedeného obrázku 1.7 vyplývá, že v čase  $t_0$  je spínač VT vypnutý, kondenzátor  $C_r$  se nabíjí proudem  $I_{IN}$  až na hodnotu, která dosahuje vstupního napětí  $U_{IN}$ , jelikož tlumivka  $L_1$  se chová jako zdroj proudu, kondenzátor dosáhne hodnoty výstupního napětí  $U_{OUT}$  (časový okamžik  $t_1$ ). [1]

#### Interval $T_2$ ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )

V tomto intervalu dochází k rezonanci mezi rezonanční strukturou, jež je tvořena  $L_r$  a  $C_r$ . Popíšeme-li průběh napětí na rezonančním kondenzátoru  $C_r$  a proudu protékajícím rezonanční tlumivkou  $L_r$ , lze si všimnout sinusového charakteru. V časovém okamžiku  $t_{1,1}$  (polovina intervalu  $T_2$ ) se na  $C_r$  objeví maximální hodnota napětí  $u_{Crmax}$ , proud tekoucí cívkou  $L_r$  má rostoucí charakter, jeho maximální hodnota je v časovém okamžiku  $t_2$  (konec intervalu  $T_2$ ) kdy  $i_{Lr} = 2I_{IN}$ . [1]

#### Interval $T_3$ ( $t_2 \leq t \leq t_3$ )

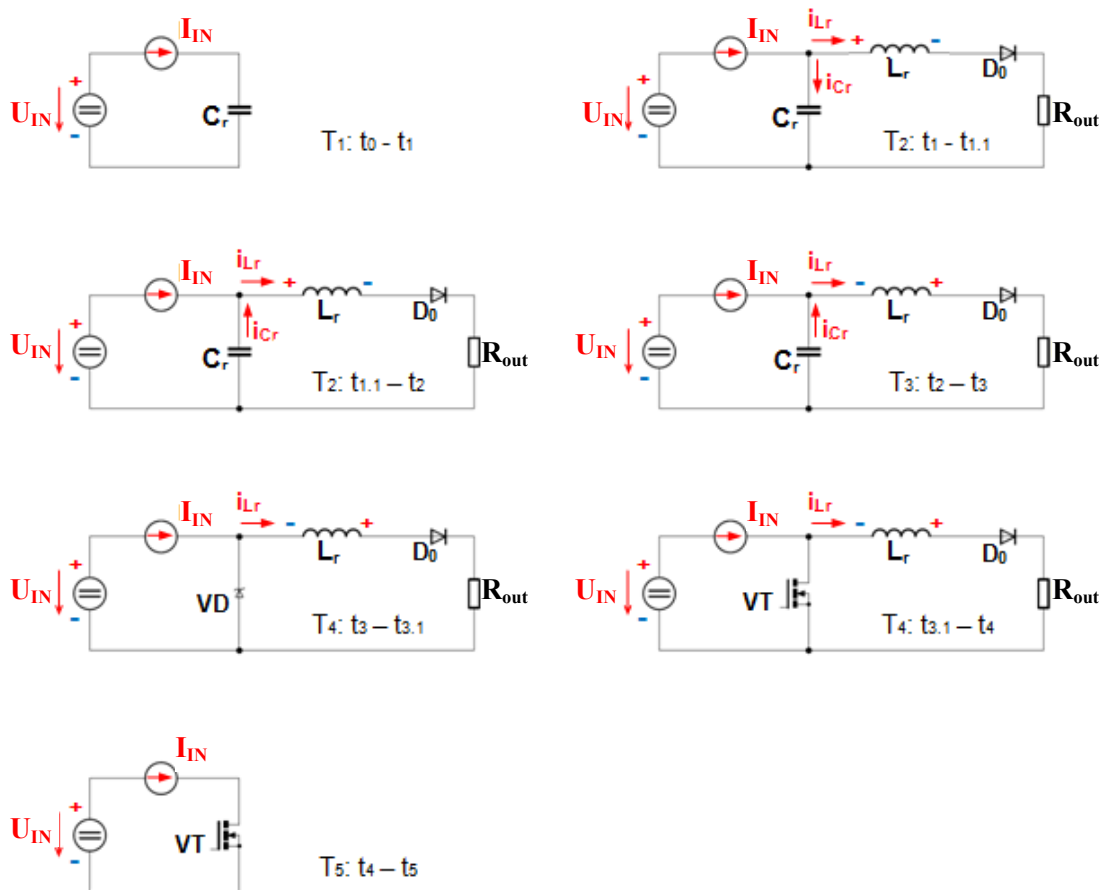
Vlivem stále probíhající rezonance proud  $i_{Lr}$ , který je do obvodu "vnucen" rezonanční tlumivkou  $L_r$ , vybíjí rezonanční kondenzátor  $C_r$ . V časovém okamžiku  $t_3$  je hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru rovna nule ( $u_{Cr} = 0$ ). [1]

#### Interval $T_4$ ( $t_3 \leq t \leq t_4$ )

Tento časový interval je specifický tím, že nastává konec rezonance, protože zpětná dioda VD znemožní přebití kondenzátoru do záporné hodnoty. Proud  $i_{Lr}$ , jenž prochází rezonanční tlumivkou  $L_r$ , má klesající lineární charakter. V časovém okamžiku  $t_4$  dosáhne jeho velikost nulové hodnoty. U cívky  $L_r$  se změnila polarita, (obr. 1.8 pro  $T_4$ ) tudíž  $i_{Lr}$  klesá ze záporné hodnoty. V intervalu  $t_3 \leq t \leq t_{3.1}$  dochází k sepnutí spínače VT, jelikož jsou splněny podmínky pro sepnutí při nulovém napětí, zpětnou diodou VD protéká proud  $i_{VD}$ . V intervalu  $t_{3.1} \leq t \leq t_4$  dochází ke komutaci z  $i_{VD}$  na  $i_{VT}$ , který posléze prochází spínačem VT. [1]

#### Interval $T_5$ ( $t_4 \leq t \leq t_5$ )

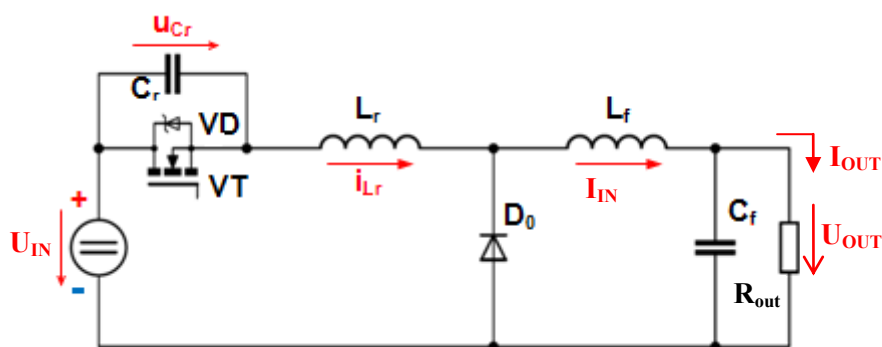
Podle níže uvedeného funkčního schématu (obr. 1.8) lze vidět, že spínačem VT protéká proud  $I_{IN}$ , který teče ze zdroje napětí  $U_{IN}$ . Délka trvání popisovaného intervalu je dána poměrem mezi výstupním napětím  $U_{OUT}$  a vstupním napětím  $U_{IN}$ . V časovém okamžiku  $t_5$  dojde k rozepnutí spínače VT, jelikož jsou splněny podmínky pro ZVS. [1]



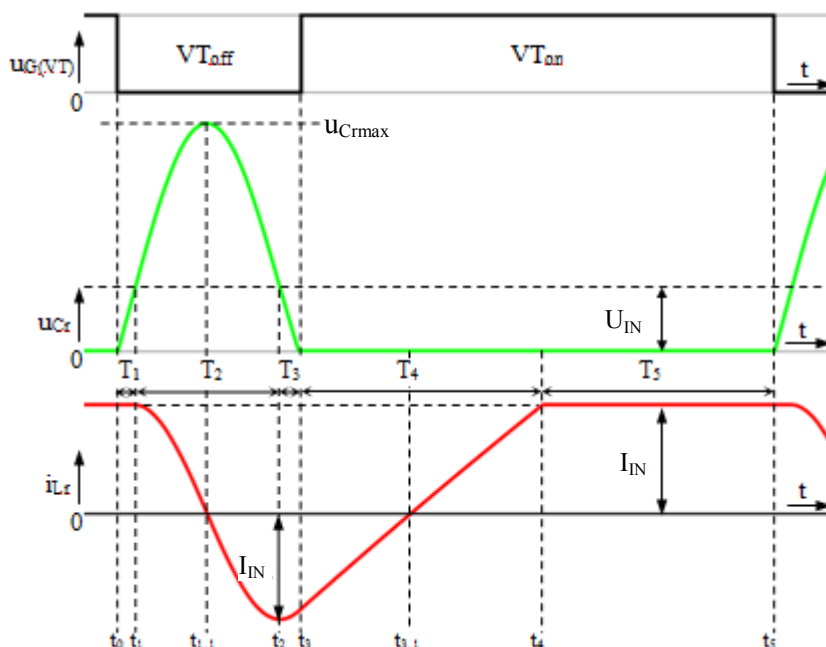
Obr. 1.8: Funkční schéma pro zvyšující měnič [1]

## 1.6 Snižující měnič

Úkolem snižujícího měniče (obr. 1.9) je přenos energie ze vstupního napětí na výstupní (do zátěže) takovým způsobem, že musí být splněna tato podmínka  $U_{OUT} \leq U_{IN}$ , jinými slovy hodnota výstupního napětí nemůže přesáhnout maximální hodnotu vstupního napětí. Velikost tohoto přenosu je ovlivněna poměrnou dobou sepnutí. V následující analýze budou popsány jednotlivé časové intervaly dle průběhů veličin rezonančního obvodu (obr. 1.10) a na funkčním schématu (obr. 1.11) budou zobrazeny průběhy proudů a napětí v jednotlivých větvích obvodu při spínacím a vypínacím cyklu. Nutno podotknout, že veškeré prvky jsou ideální, tzn. cívka  $L_1$  dosáhne nekonečné hodnoty a proud tekoucí tlumivou nahradíme konstantním zdrojem proudu. [1]



Obr. 1.9: Schéma rezonančního snižujícího měniče [1]



Obr. 1.10: Průběhy veličin při ZVS [1]

### 1.6.1 Rozbor časových intervalů (dle obr. 1.10)

#### Interval $T_1$ ( $t_0 \leq t \leq t_1$ )

Z výše uvedeného obrázku (1.10) vyplývá, že v čase  $t_0$  je spínač VT vypnutý, kondenzátor  $C_r$  se nabíjí proudem  $I_{IN}$  až na hodnotu, která dosahuje vstupního napětí  $U_{IN}$  jinými slovy  $u_{Cr}(t_1) = U_{IN}$ . [1]

#### Interval $T_2$ ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )

V tomto intervalu dochází k rezonanci mezi rezonanční strukturou, jež je tvořena  $L_r$  a  $C_r$ . Popíšeme-li průběh napětí na rezonančním kondenzátoru  $C_r$  a proudu protékajícím rezonanční tlumivkou  $L_r$ , lze si všimnout sinusového charakteru. V časovém okamžiku  $t_{1,1}$  (polovina intervalu  $T_2$ ) se na  $C_r$  objeví maximální hodnota napětí  $u_{Crmax}$ , proud  $i_{Lr}$  tekoucí cívkou  $L_r$  má klesající charakter a v časovém okamžiku  $t_{1,1}$  dosáhne nulové hodnoty. V tomto intervalu se i uplatní rozdílový proud  $i_{D0}$  (vztah 1.2), jenž teče nulovou diodou  $D_0$ , přičemž své maximální hodnoty dosáhne v časovém okamžiku  $t_2$ . [1]

$$i_{D0} = I_L - i_{Lr}(t) \quad (1.2)$$

#### Interval $T_3$ ( $t_2 \leq t \leq t_3$ )

Vlivem stále probíhající rezonance proud  $i_{Lr}$ , který je do obvodu "vnucen" rezonanční tlumivkou  $L_r$ , vybíjí rezonanční kondenzátor  $C_r$ . V časovém okamžiku  $t_3$  je hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru rovna nule ( $u_{Cr} = 0$ ). Nulovou diodou stále doznívá rozdílový proud  $i_{D0}$ . [1]

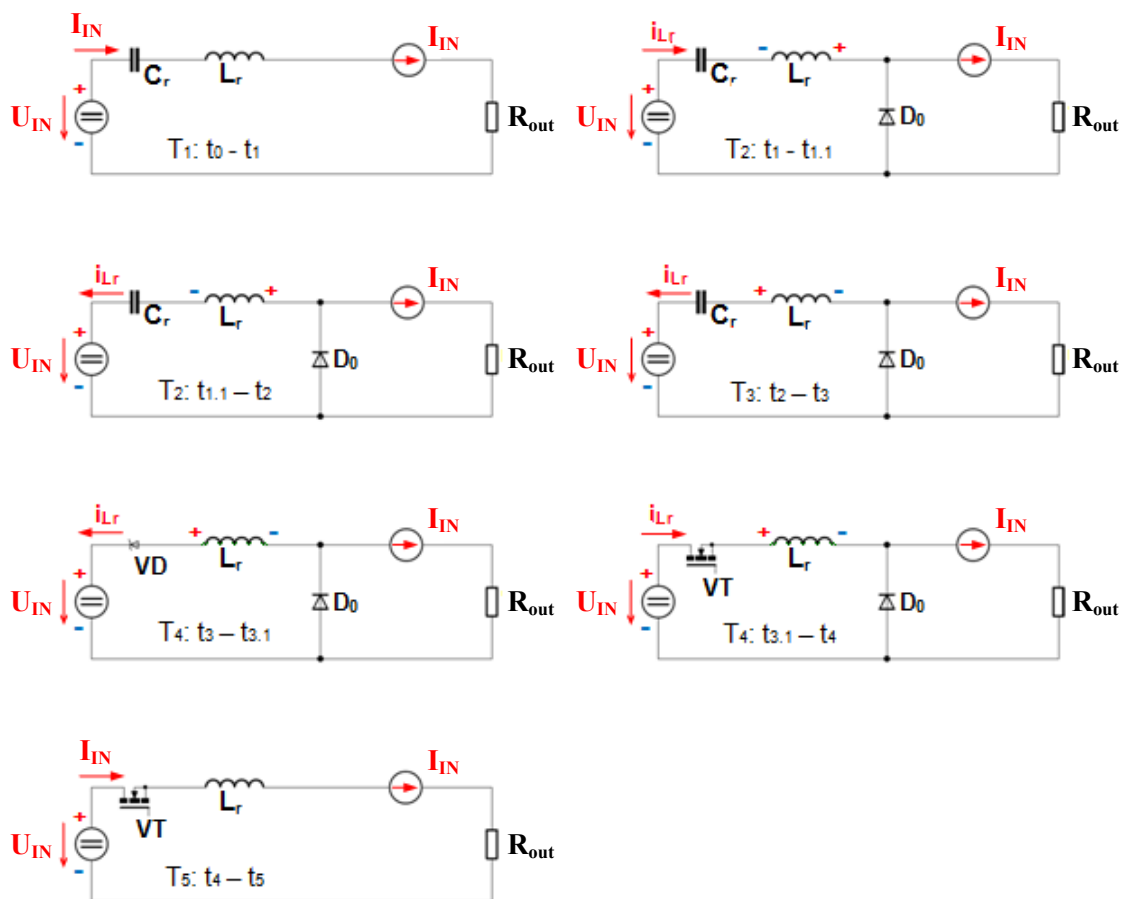
#### Interval $T_4$ ( $t_3 \leq t \leq t_4$ )

Tento časový interval je specifický tím, že nastává konec rezonance, protože zpětná dioda VD znemožní přebití kondenzátoru do záporné hodnoty. Proud  $i_{Lr}$ , jenž protéká zpětnou diodou VD, má rostoucí lineární charakter, v časovém okamžiku  $t_4$  dosáhne jeho velikost maximální hodnoty tedy  $i_{Lr} = I_{IN}$ . V intervalu  $t_3 \leq t \leq t_{3,1}$  dochází k sepnutí spínače VT, jelikož jsou splněny podmínky pro sepnutí při nulovém napětí, zpětnou diodou VD protéká proud  $i_{VD}$ . Na konci intervalu  $T_4$  přestává působit vliv rozdílového proudu, tzn.  $i_{D0(t4)} = 0$ . [1]

#### Interval $T_5$ ( $t_4 \leq t \leq t_5$ )

Podle níže uvedeného funkčního schématu (obr. 1.11) lze vidět, že spínačem VT protéká proud  $I_{IN}$ , který teče ze zdroje napětí  $U_{IN}$ . Délka trvání popisovaného intervalu  $T_5$  je dána poměrem mezi výstupním napětím  $U_{OUT}$  a vstupním napětím  $U_{IN}$ . V časovém okamžiku  $t_5$  dojde k rozepnutí spínače VT, jelikož jsou splněny podmínky pro ZVS. [1]

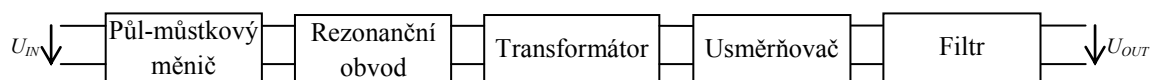
V teoretickém rozboru dle kapitol 1.5 a 1.6 byl popsán princip funkce pro zvyšující a snižující rezonanční měnič. Za pomoci průběhů veličin dle obr. 1.7 a 1.10 byla vysvětlena technika měkkého spínání dle ZVS pro jednotlivé časové intervaly. Funkční schémata demonstrují toky proudů v jednotlivých větvích v obvodu při daných časových intervalech. Teorie byla probrána pouze pro jedno-kvadrantový režim, při tomto rozboru funkce jsme považovali všechny prvky měniče za bezztrátové. [1]



Obr. 1.11: Funkční schéma pro snižující měnič [1]

## 1.7 Rezonanční měniče v půl-můstkovém zapojení

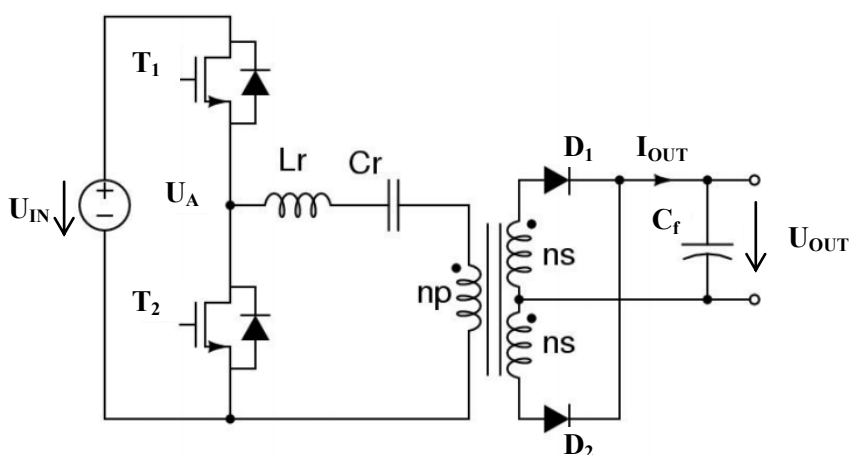
Blokové schéma rezonančního měniče v půl-můstkovém zapojení (obr. 1.12) se skládá ze spínací sítě (výkonové prvky), rezonančního obvodu, transformátoru, usměrňovače a filtru. Spínací síť je v našem případě tvořena půl-můstkovým zapojením, které se používá ke generování obdélníkových průběhů, jež následně budí rezonanční obvod. V závislosti na poměru spínací a rezonanční frekvence buď nahromaděná energie cirkuluje mezi rezonanční cívku ( $L_r$ ) a kondenzátorem ( $C_r$ ) nebo je tato energie přenesena přes transformátor a usměrňovač na výstup měniče, úkolem usměrňovače je propustit pouze kladné hodnoty energie.



**Obr. 1.12:** Blokové schéma půl-můstkového měniče

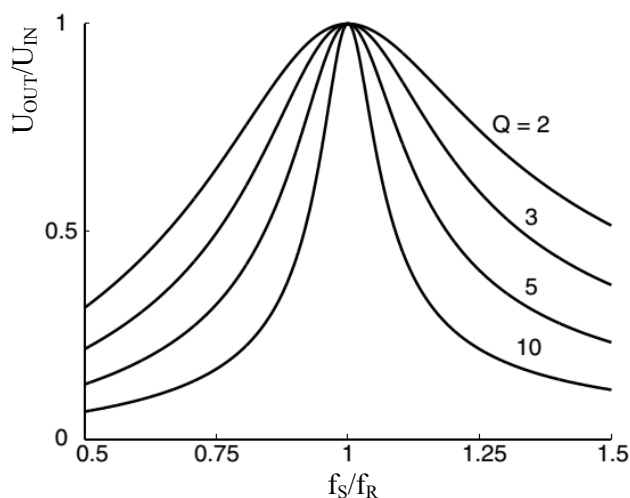
### 1.7.1 Sériový měnič

Na obrázku 1.13 je zobrazena struktura zapojení pro sériový rezonanční měnič (SRC- Series Resonant Converter), rezonanční cívka  $L_r$  a kondenzátor  $C_r$  jsou v obvodu zapojeny se zátěží v sérii a utváří tak sériový obvod. Zátěž s tímto sériovým zapojením ( $L_r C_r$ ) vytváří dělič napětí, jehož funkcí je rozdělit vstupní napětí. V případě, že se mění frekvence napětí ( $U_A$ ), dochází zároveň ke změně impedance rezonančního obvodu i poměru děliče napětí. Z obrázku 1.14 vyplývá, že přenos pro SRC je vždy menší než jedna. Dojde-li v obvodu k rezonanci, to znamená, že impedance rezonanční struktury bude mít minimální hodnotu, která se rovná velikosti činného odporu, přenos SRC dosáhne svého maxima. [4] [5] [6]



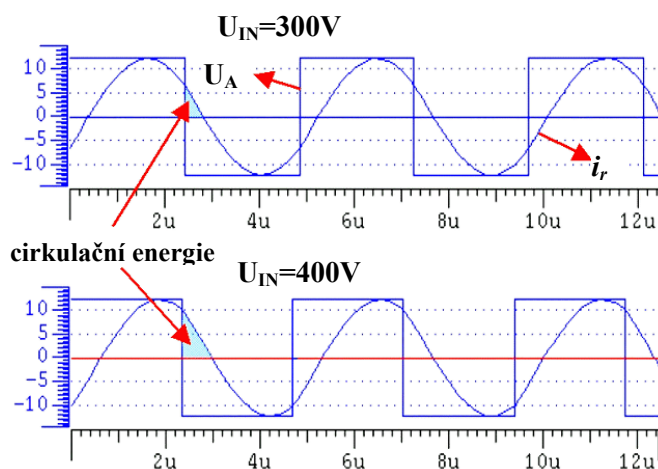
**Obr. 1.13:** Schéma zapojení SRC [6]

Na obrázku 1.14 je zobrazena přenosová charakteristika měniče, kde zisk ( $U_{OUT}/U_{IN}$ ) je funkční hodnotou poměru spínací a rezonanční frekvence. Důležité je podotknout, že pracovní oblast je vhodné volit napravo od rezonančního kmitočtu  $f_R$  (oblast napravo od hodnoty 1), kvůli dosažení podmínky spínání v nule napětí (ZVS). Za předpokladu, že spínací frekvence bude nižší než rezonanční (oblast nalevo od hodnoty 1), nastanou podmínky pro spínání v nule proudu (ZCS). Při pohledu na pracovní oblast si můžeme všimnout, že je nutné dostatečně navýšit spínací frekvenci při malém zatížení ( $Q=2$ ), aby měnič mohl regulovat hodnotu výstupního napětí. [4] [5] [6]



**Obr. 1.14:** Přenosová charakteristika SRC [6]

Ze simulačních průběhů podle obrázku 1.15 je patrné, že cirkulační energie pro vstupní napětí 300V je menší, než je tomu u napětí o velikosti 400V. Vlivem zvyšování vstupního napětí se spínací kmitočet vzdaluje od toho rezonančního, což způsobuje problém s udržení konstantního napětí na výstupu měniče. V konečném důsledku to znamená, že impedance narůstá a stále více energie cirkuluje v rezonančním obvodu. [4] [5] [6]

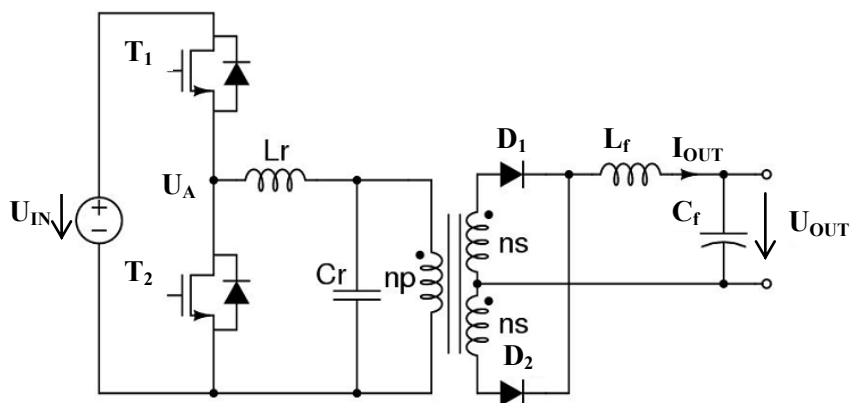


**Obr. 1.15:** Časové průběhy veličin SRC [6]

## 1.7.2 Paralelní měnič

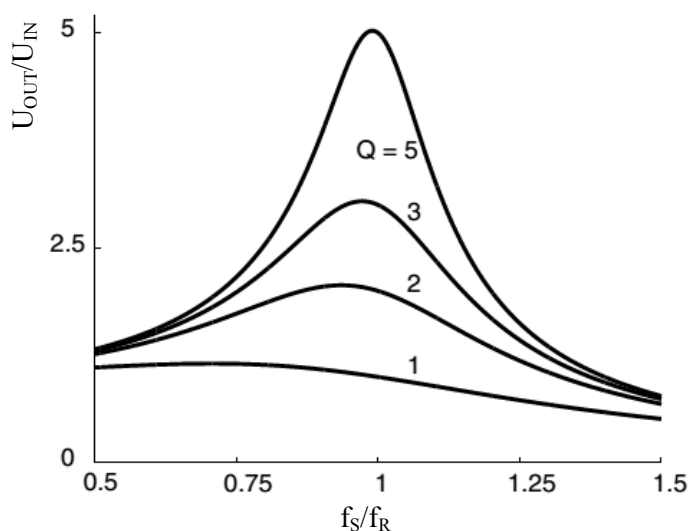
Schéma zapojení paralelního rezonančního měniče (PRC-Parallel Resonant Converter) je na obrázku 1.16, ačkoliv rezonanční cívka  $L_r$  s kondenzátorem  $C_r$  jsou v obvodu zapojeny v sérii, nazýváme tento typ měniče paralelní, jelikož zátěž a rezonanční kondenzátor tvoří paralelní kombinaci. Přesnější formulace názvu by měla být sériový měnič s paralelní zátěží. Tato struktura má na rozdíl oproti SRC, zapojenou cívku  $L_f$  na sekundární straně transformátoru. [4] [5] [6]





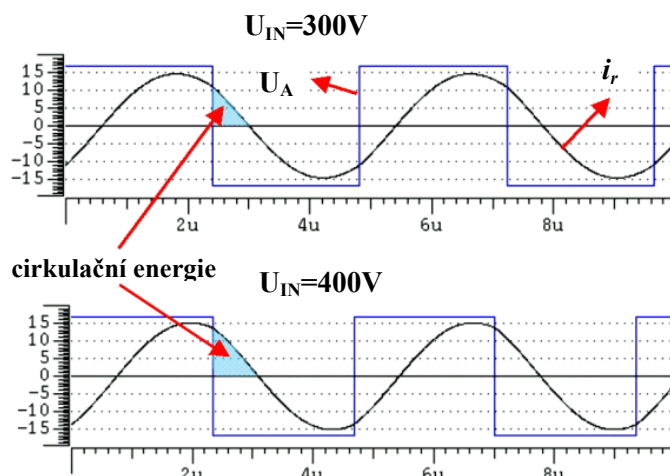
**Obr. 1.16:** Schéma zapojení PRC [6]

Dojde-li v obvodu k rezonanci, velikost přenosu bude závislá na velikosti činitele jakosti. Podobně jako u struktury SRC pracovní oblast volíme pouze napravo od rezonančního kmitočtu, jelikož je to vhodné pro dosažení podmínky spínání v nule napětí (ZVS). Za předpokladu, že spínací frekvence bude nižší než rezonanční, nastanou podmínky pro spínání v nule proudu (ZCS). Výhodou PRC oproti SRC je, že nemusíme ve velké míře měnit spínací frekvenci při malém zatížení ( $Q=5$ ), abychom mohli regulovat napětí na výstupu měniče. [4] [5] [6]



**Obr. 1.17:** Přenosová charakteristika PRC [6]

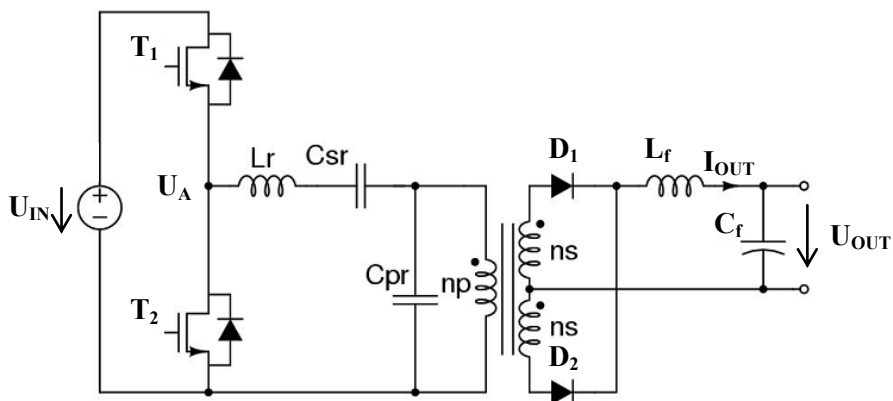
Podobně jako u sériového měniče (SRC) můžeme ze simulačních průběhů dle obrázku 1.18 konstatovat, že i paralelní měnič (PRC) pro 300V vstupního napětí pracuje v blízkosti rezonanční frekvence. Pokud budeme toto vstupní napětí neustále navyšovat (v našem případě na 400V), dojde k většímu fázovému posunu mezi vstupním napětím a protékáním proudem  $i_R$ , vliv toho posunu se projeví zvětšením cirkulační energie. [4] [5] [6]



Obr. 1.18: Časové průběhy veličin PRC [6]

### 1.7.3 Sériově-Paralelní měnič (LCC)

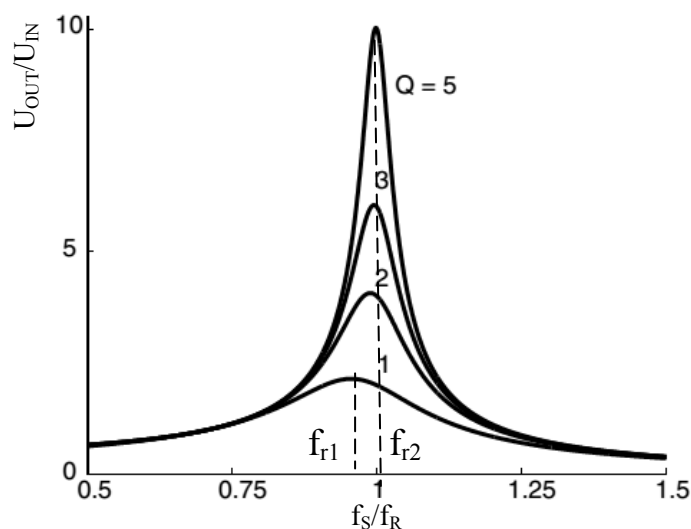
Na obrázku 1.19 vidíme schéma sériově paralelního měniče (SPRC-Series Parallel Resonant Converter), který se skládá kombinací SRC a PRC. Rezonanční obvod je tvořen třemi prvky: dvěma kondenzátory ( $C_{sr}$ ,  $C_{pr}$ ) a jednou cívku ( $L_r$ ). Podobným způsobem jako u PRC je filtrační cívka  $L_f$  zapojena na sekundární straně transformátoru. Při použití tohoto typu měniče (SPRC) nastává zlepšení vlastností v přenosové charakteristice. Ve srovnání s PRC dochází ke značnému zmenšení cirkulační energie, příčina tohoto poklesu je dána kombinací rezonančního obvodu ( $L_r$ ,  $C_{sr}$ ) se zátěží v sérii. Paralelní rezonanční kondenzátor  $C_{pr}$  má vliv na regulaci výstupního napětí i bez zatížení. [4] [5] [6]



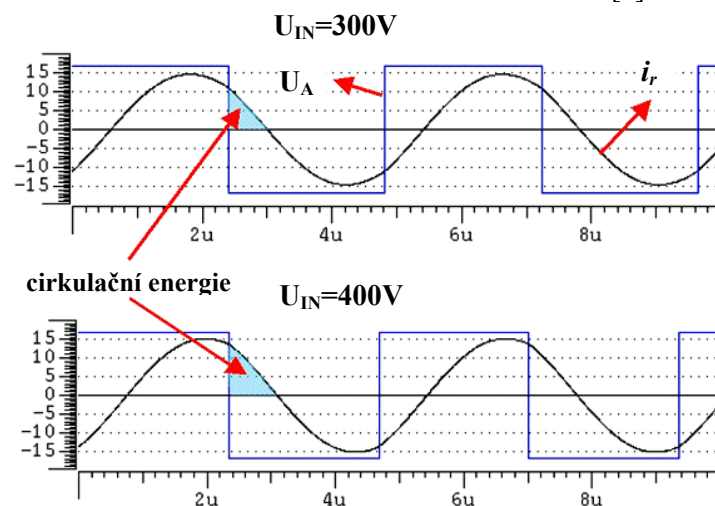
Obr. 1.19: Schéma zapojení SPRC [5]

Pracovní oblast je zvolena ve stejném případě jako u SRC a PRC napravo od rezonančního kmitočtu, jelikož je to vhodné pro dosažení podmínky spínání v nule napětí (ZVS). Porovnáme-li přenosové charakteristiky, můžeme konstatovat, že pro SPRC platí v porovnání se SRC užší rozsah frekvenčního pásma pro regulaci výstupního napětí. [4] [7]

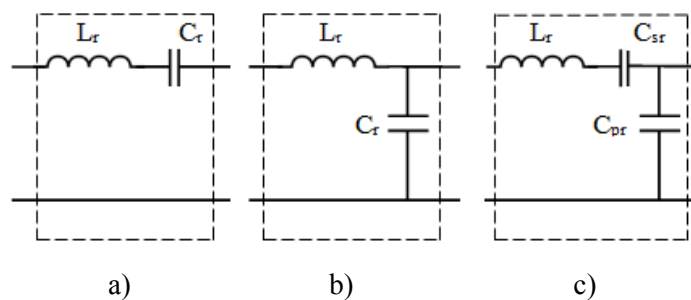
Jak již bylo řečeno v předchozích odstavcích, tento měnič se skládá ze SRC a PRC, z tohoto důvodu disponuje dvěma rezonančními frekvencemi. V závislosti na velikosti činitele jakosti se v obvodu uplatňuje kondenzátor  $C_{pr}$ . Dosáhne-li zatížení dostatečně velké hodnoty (zmenšuje se hodnota  $Q$ ), dojde k vyzkratování kondenzátoru  $C_{pr}$ , jeho vliv se tedy neuplatní. V takovém případě se rezonanční frekvence  $f_{R1}$  nachází v bodě, který je dán maximální hodnotou při zatížení  $Q=1$  (obr. 1.20). V opačném případě kdy dochází ke zmenšení zatížení (hodnota  $Q$  se zvětšuje) kondenzátor  $C_{pr}$  se stává součástí rezonančního obvodu  $L_r$  a  $C_{sr}$ . V takovém případě se rezonanční frekvence  $f_{R2}$  nachází v bodě, který je dán maximální hodnotou při zatížení  $Q=5$  (obr. 1.20). [4] [7]



**Obr. 1.20:** Přenosová charakteristika SPRC [6]



**Obr. 1.21:** Časové průběhy veličin SPRC [6]



**Obr. 1.22:** Rezonanční obvody: a) sériový, b) paralelní, c) sériově-paralelní

#### 1.7.4 Základní princip činnosti a vlastnosti předchozích struktur

Pro základní pochopení podstaty činnosti měniče slouží přenosová charakteristika, kdy přenos je funkční hodnotou poměru spínacího a rezonančního kmitočtu (viz obr. 1.20). Nastane-li v obvodu rezonance, jinými slovy spínací frekvence se rovná té rezonanční ( $f_s = f_r$ ), přenos dosáhne svého maxima a veškerá nahromaděná energie v rezonanční struktuře se dostává na výstup měniče, fázový rozdíl mezi proudem a napětím je nulový. U SRC je přenos vždy menší než jedna, u PRC je přenos větší jak jedna. Pokud se poměr spínacího a rezonančního kmitočtu mění ať už ke větší nebo menší hodnotě přenos se zmenšuje. Během rezonance platí Thomsonův vztah (1.3), pohybuje-li se spínací frekvence pod rezonanční ( $f_s < f_r$ ), rezonanční obvod má charakter kapacitní reaktance, v případě, že  $f_s > f_r$  obvod má charakter induktivní reaktance. Dalším důležitým parametrem je činitel jakosti ( $Q$ ), který popisuje zatížení rezonančního obvodu (viz přenosové charakteristiky). Činitel jakosti souvisí taktéž s velikostí přenášeného frekvenčního pásma, čím je činitel vyšší tím menší přenášené pásmo, platí to i naopak. Pro jednotlivé činitele jakosti platí níže uvedené vztahy ( $Q_{SRC}$ ,  $Q_{PRC}$ ,  $Q_{SPRC}$ ).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [\text{Hz}] \quad (1.3)$$

$$Q_{SRC} = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R} \quad (1.4)$$

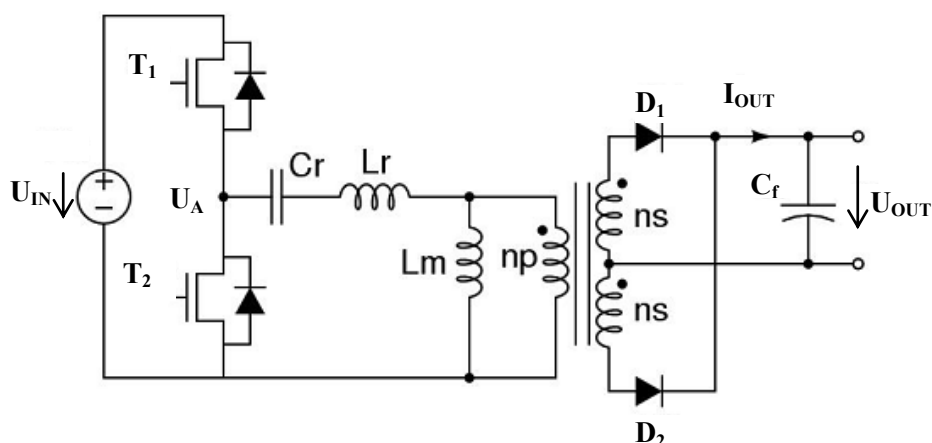
$$Q_{PRC} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (1.5)$$

$$Q_{SPRC} = R \cdot \sqrt{\frac{C_r \cdot C_{pr}}{L_r \cdot (C_r + C_{pr})}} \quad (1.6)$$

Z předchozích jednotlivých kapitol jsme popsali tři základní struktury rezonančních měničů. Pro měniče typu SRC a PRC platí řada nevýhod, podstatné hledisko nedostatečnosti spočívá v udržení konstantního napětí na výstupu měniče při malém zatížení, aniž bychom museli navyšovat spínací frekvenci, byť PRC tento problém v menší míře odstraňuje. Třetí varianta SPRC, která je kombinací SRC a PRC je vhodný kompromis pro požadované parametry měniče, jelikož může pracovat jak při velkém tak i malém zatížení. Nicméně i přes veškeré snížení ztrát a navýšení účinnosti se SPRC již nehodí pro dnešní náročné aplikace z hlediska ztrátovosti a účinnosti, z rozboru alternativy SPRC plyne, že vhodnou její modifikací může být docíleno požadavků na minimalizaci spínacích ztrát, proto vznikly měniče LLC. [10]

### 1.7.5 LLC měnič

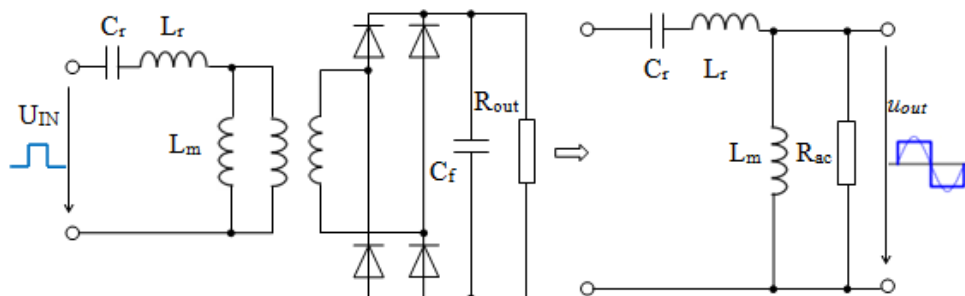
Tento typ měniče (obr. 1.23) se vyznačuje tím, že odstraňuje nedostatky, kterými disponovaly předchozí topologie zapojení, můžeme ho chápat jako upravenou verzi SRC. Skládá se ze sériové kombinace rezonančního kondenzátoru ( $C_r$ ) a cívky ( $L_r$ ) k této struktuře je paralelně s primárním vinutím transformátoru připojena cívka  $L_m$ . Jedná se tedy o SRC, ke kterému je přidán induktor  $L_m$ . Z praktického hlediska  $L_m$  symbolizuje magnetizační indukčnost transformátoru, její hodnota je třikrát až osmkrát větší než u  $L_r$ . [4]



**Obr. 1.23:** Schéma LLC měniče [6]

Aby bylo možné jednodušším způsobem analyzovat tento měnič, musíme správně nahradit jeho schéma zapojení pro rezonanční obvod a zároveň zanedbat vyšší harmonické složky obdélníkového napětí, které je generováno spínací sítí tranzistorů. Jinými slovy za pomoci aproximace nahradíme obdélníkový signál jeho první harmonickou složkou, tedy sinusovým signálem o stejném kmitočtu. Takové zjednodušení můžeme provést v případě, že měnič během své činnosti pracuje blízko rezonanční frekvence. Tato metoda, která slouží pro analýzu LLC je nazývána jako FHA (Fundamental Harmonic Analysis) neboli základní harmonická analýza. [9] [7]

Vyšší harmonické složky procházejícího proudu jsou prostřednictvím rezonančního obvodu eliminovány, tím je dosaženo průchodu pouze první harmonické složky, byť dochází k buzení na vstupu obdélníkovým signálem. Úkolem usměrňovače je vytvořit z tohoto harmonického průběhu stejnosměrné napětí. Chceme-li zahrnout zatěžovací odpor v náhradním obvodu LLC (obr. 1.24), je třeba převést ekvivalentní impedanci na primární stranu transformátoru (obr. 1.25). [9] [7]



**Obr. 1.24:** Náhradní obvod LLC měniče

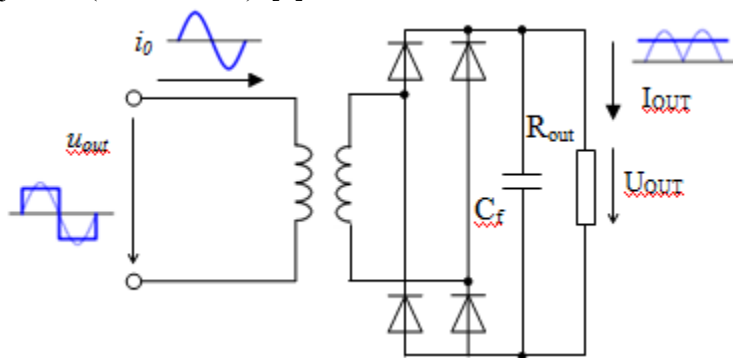
Náhradní obvod rezonanční struktury obsahuje sériovou impedanci, jež je reprezentována prvky  $C_r + L_r$  a dále je to paralelní impedance, která zahrnuje prvky  $L_m \parallel R_{ac}$ . Rezananční kmitočet se mění v závislosti na velikosti ekvivalentní zátěže  $R_{ac}$  v tomto rozsahu:

**$R_{ac} = 0$  (stav nakrátko)**

V případě, že vyzkratujeme výstupní svorky, neuplatní se paralelní impedance, navíc pokud dojde ke shodě spínací a rezonanční frekvence, sériová impedance bude taktéž vyzkratována. Přenos dosáhne hodnoty rovnající se jedné (viz obr. 1.26). [9]

**$R_{ac} \rightarrow \infty$  (stav naprázdno)**

V případě, že výstupní svorky se nacházejí ve stavu naprázdno, indukčnosti  $L_r$  a  $L_m$  budou vůči sobě zapojeny sériově a v obvodu dochází k rezonanci, kdy rezonanční frekvence závisí na velikosti činitele jakosti (viz obr. 1.26). [9]



**Obr. 1.25:** Schéma pro odvození ekvivalentní zátěže  $R_{ac}$

Z obrázku pro odvození ekvivalentní zátěže si můžeme všimnout, že harmonický proud  $i_0$  nahrazuje primární stranu vedení transformátoru, dále je nutno zmínit fakt o shodě střední hodnoty proudu  $i_0$  s výstupním proudem  $I_{OUT}$ .

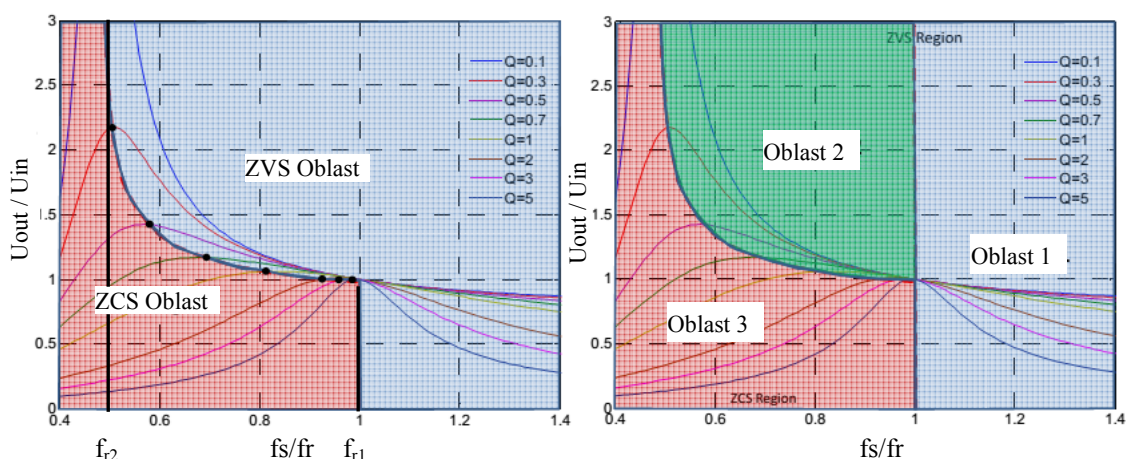
### Podrobný popis přenosové charakteristiky

Pozorováním přenosové charakteristiky dle obrázku 1.26, si můžeme všimnout, že měnič disponuje dvěma rezonančními frekvencemi. Vzhledem k tomu, že LLC je odvozen ze SRC, vyšší rezonanční kmitočet ( $f_{R1}$ ) je ekvivalentní s rezonančním kmitočtem SRC. Vyšší hodnota  $f_{R1}$  je určena rezonanční strukturou induktoru  $L_r$  a kondenzátoru  $C_r$ , nižší hodnota  $f_{R2}$  je pak dána sériovou kombinací  $L_r+C_r$  a  $L_m$ . Se zvyšujícím se zatížením roste i spínací kmitočet. [4] [7]

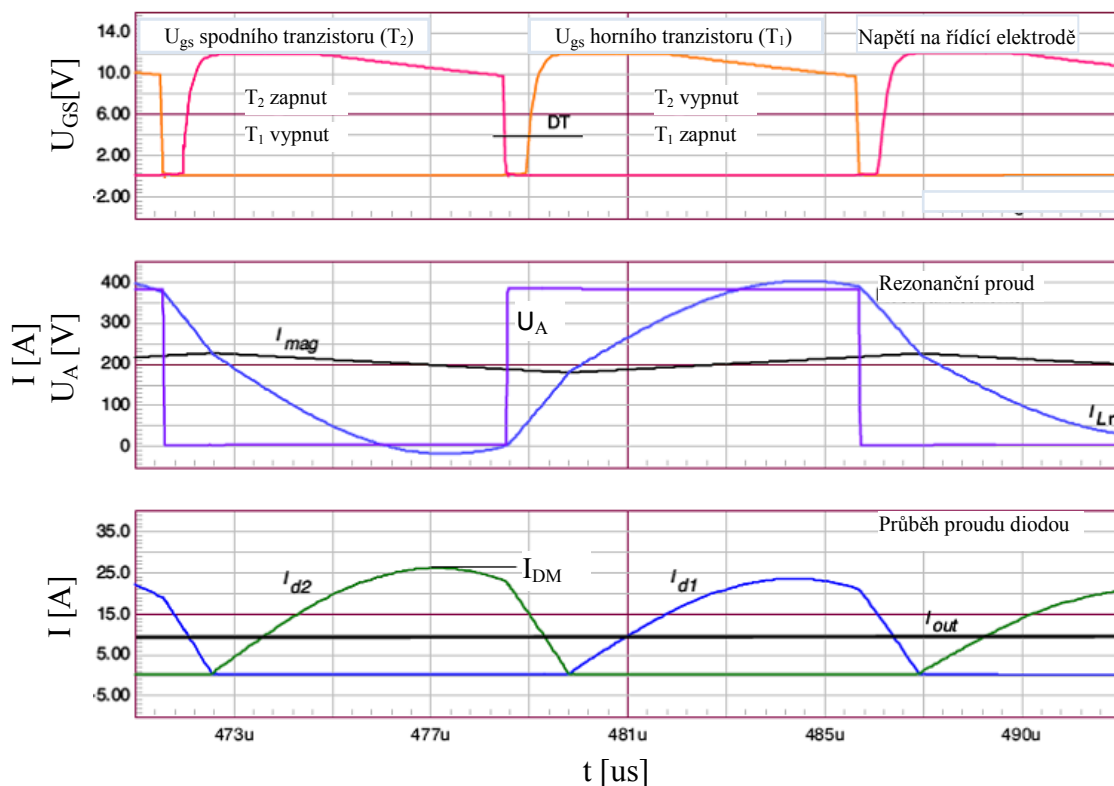
Za normálních provozních podmínek měnič pracuje v oblasti blízké k rezonanční frekvenci ( $f_{R1}$ ), což je výhodné vzhledem k jeho účinnosti. Za zmínku stojí i fakt, že oba tyto kmitočty ať už vyšší nebo ten nižší pracují s technikami měkkého spínání, to poskytuje výhodu při návrhu těchto měničů, protože můžeme regulovat výstupní napětí v úzkém kmitočtovém rozsahu. Oproti předchozím topologiím, LLC disponuje řadou výhod, konkrétně se jedná například o regulaci výstupního napětí se širokým vstupním napětím, dále regulace zatížení přes relativně malé změny spínací frekvence. [4] [7]

Z obrázku 1.26 je také patrné, že měnič je rozdělen do dvou spínacích oblastí: ZCS a ZVS. Je-li spínací frekvence větší než ta rezonanční ( $f_{R1}$ ), oblast spínání se nachází v ZVS, pakliže rezonanční kmitočet ( $f_{R2}$ ) je větší než spínací, LLC vždy pracuje v režimu ZCS. Nastane-li situace, ve které spínací kmitočet pracuje v oblasti mezi  $f_{R1}$  a  $f_{R2}$  velikost zatížení určuje, jestli měnič bude pracovat v ZVS nebo ZCS. [4] [7]

Vzhledem k velké použitelnosti tranzistorů MOSFET při návrzích rezonančních měničů, bychom měli zajistit, aby LLC pracoval v ZVS módu. Pro pochopení principu funkce měniče si musíme přenosovou charakteristiku rozdělit do tří pracovních oblastí (obr. 1.26), které charakterizují různé vlastnosti a chování LLC. [4] [7]



**Obr. 1.26:** Přenosová charakteristika LLC [11]

Činnost měniče nad rezonační frekvenci  $f_{RI}$  (dle obr. 1.23)Obr. 1.27: Časové děje veličin při činnosti LLC nad  $f_{RI}$  [4]

V oblasti jedna (obr. 1.26) je hodnota spínací frekvence vyšší než u rezonanční ( $f_{RI}$ ), LLC pracuje s vlastnostmi, které charakterizují SRC a magnetizační indukčnost  $L_m$  nikdy nebude rezonovat s kondenzátorem  $C_r$ , protože je svázaná s výstupním napětím.  $L_m$  se tedy projevuje jako induktivní zátěž, což umožňuje dosáhnout podmínky ZVS při zapnutí, aniž bychom museli ve značné míře navyšovat hodnotu spínací frekvence. [4]

 **$T_1$  a  $D_1$  jsou sepnuty;  $T_2$ ,  $D_2$  jsou vypnuty**

V případě, že oba prvky jsou v sepnutém stavu ( $T_1, D_1$ ), rezonanční obvod přenáší energii přes diodu  $D_1$  do zátěže. [4]

 **$D_1$  je sepnuta;  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $D_2$  jsou vypnuty**

V tomto časovém úseku jsou oba tranzistory zavřené, jedná se o tzv. "dead time" (DT) nebo-li "mrtvou dobu". Napětí  $U_A$  (společný uzel obou tranzistorů) klesá k nule, protože je "upnuto" diodou  $D_2$ , ale  $D_1$  se nachází stále ve vodivostním stavu, jelikož  $f_S > f_{RI}$ . Rezonanční proud  $i_R$  je větší než magnetizační  $i_{MAG}$ . I když je  $T_1$  vypnutý, protéká primárním vinutím transformátoru nepatrný proud. [4]



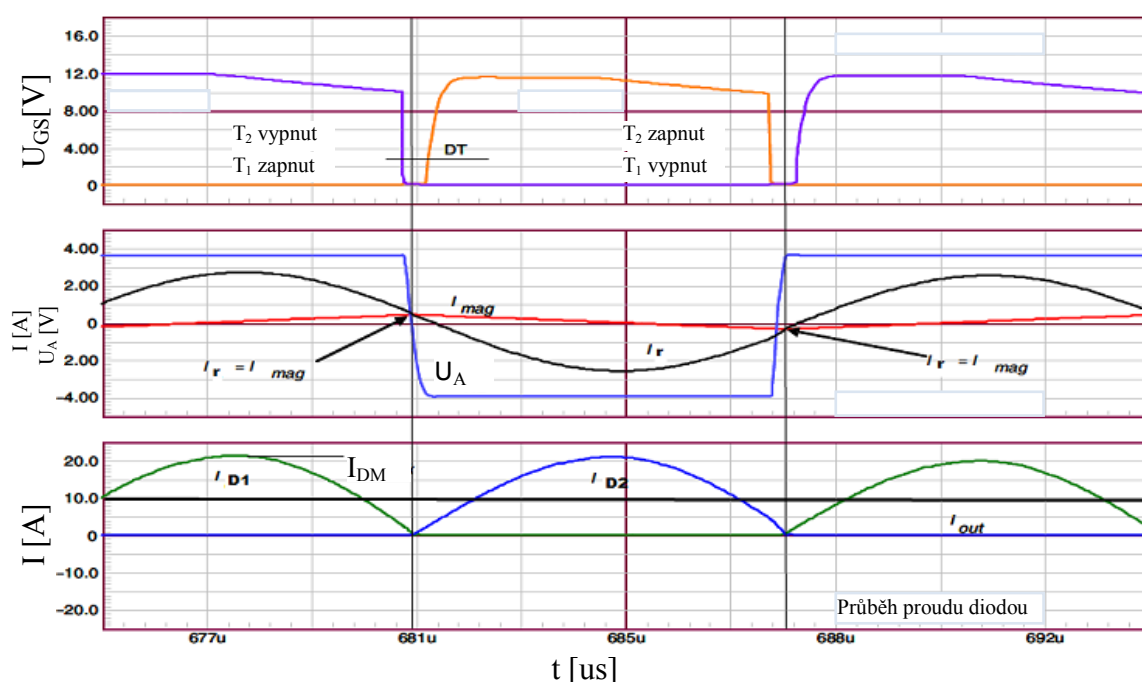
### **$T_2, D_1$ jsou sepnuty; $T_1, D_2$ jsou vypnuty**

Napětí  $U_A$  začne nabíjet parazitní kapacitu mezi kolektorem a emitorem  $T_2$ , naopak parazitní kapacita  $T_1$  se vybíjí, tím jsou splněny podmínky pro zapnutí  $T_2$  s měkkým spínáním dle ZVS.

### **$T_2, D_2$ jsou sepnuty; $T_1, D_1$ jsou vypnuty**

Rezonanční proud prudce klesá od plného otevření  $T_2$ , dosáhne-li magnetizační a rezonanční proud stejných hodnot  $D_1$  se vypíná a  $D_2$  se otvírá, dochází k přenosu energie do zátěže. [4]

### **Činnost měniče při rezonační frekvenci $f_{RI}$ (dle obr. 1.23)**



**Obr. 1.28:** Časové děje veličin při činnosti LLC v  $f_{RI}$  [4]

Tento režim se vyskytuje v přechodu mezi první a druhou oblastí jak je znázorněno na obrázku 1.26, spínací frekvence je stejná jako rezonanční  $f_S = f_{RI}$ .

### **$T_1, D_1$ jsou sepnuty; $T_2, D_2$ jsou vypnuty**

Rezonanční proud  $i_R$  je větší než magnetizační  $i_{MAG}$ , tranzistor  $T_1$  je sepnutý a rezonanční obvod přenáší energii do zátěže. Dioda  $D_1$  vede v závislosti na polaritě transformátoru, protože napětí na magnetizační cívce  $L_m$  je drženo výstupním napětím a  $i_{MAG}$  má lineární rostoucí průběh. Během této periody bude hodnota napětí v rezonanční struktuře rovna rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím, proud  $i_R$  dosáhne sinusového tvaru. [4]

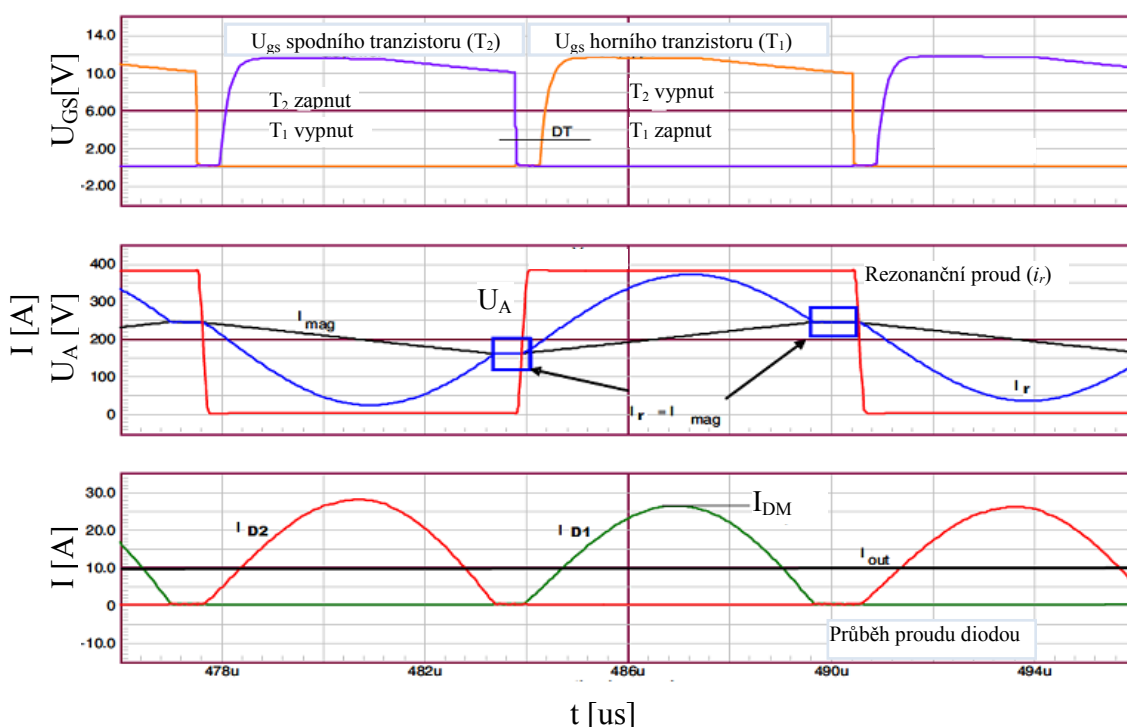
**$T_2$ ,  $T_2$  a  $D_1$ ,  $D_2$  jsou vypnuty**

Během tohoto stavu velikost rezonančního a magnetizačního proudu dosáhne stejných hodnot,  $T_1$  a  $D_1$  se vypne, tzn., že do zátěže nepoteče žádný proud. Parazitní kapacita, která se nachází mezi kolektorem a emitorem obou tranzistorů pomáhá vybijet magnetizační proud, a proto může být dosaženo měkkého spínání dle ZVS.[4]

 **$T_2$ ,  $D_2$  jsou sepnuty;  $T_1$ ,  $D_1$  jsou vypnuty**

Tranzistor se zapíná při podmínkách ZVS a rezonanční obvod přenáší energii přes diodu  $D_2$  do zátěže. [4]

V případě rovnosti  $f_s=f_{RI}$  impedance rezonančního obvodu dosáhne svého minima a napěťový přenos je roven hodnotě jedna, dle obrázku 1.26 se veškeré křivky činitele jakosti protnout právě v tomto bodě. Z toho můžeme vyvodit, že vstupní a výstupní napětí dosáhne stejné hodnoty a přenos rezonančního obvodu se stává necitlivý vůči změnám zatížení. [4]

**Činnost měniče pod rezonační frekvenci  $f_{RI}$  (dle obr. 1.23)**

**Obr. 1.29:** Časové děje veličin při činnosti LLC pod  $f_{RI}$  [4]

Provoz měniče v druhé oblasti je velmi složitý, protože nižší rezonanční kmitočet  $f_{R2}$  se mění v závislosti na zatížení. Hranice mezi druhou a třetí oblastí je vyznačena černými body, kterou tvoří špičkové hodnoty zesílení různého zatížení (viz obr. 1.26).

Složitost v tomto režimu je dána i tím, že činnost měniče musíme rozdělit do dvou časových intervalů. V tom prvním dochází k rezonanci pouze mezi  $C_r$  a  $L_r$ , zatímco  $L_m$  je držena výstupním napětím. Pokud ovšem proud v  $L_m$  a  $L_r$  dosáhne stejné úrovně, rezonance mezi  $L_r$  a  $C_r$  je přerušena, z toho vyplývá, že  $L_m$  se začíná podílet na rezonanci a začíná druhý časový interval. Během tohoto intervalu je rezonanční obvod tvořen sériovou kombinací  $C_r+L_r+L_m$ . Důsledkem je změna spínací frekvence v různých časových intervalech s různými provozními podmínkami. [4]

#### **$T_1$ , $D_1$ jsou sepnuty; $T_2$ , $D_2$ jsou vypnuty**

Rezonanční proud  $i_R$  je větší než magnetizační  $i_{MAG}$ , tranzistor  $T_1$  je sepnutý a rezonanční obvod přenáší energii do zátěže. V tomto časovém intervalu  $i_{MAG}$  roste lineárně, zatímco  $i_R$  má sinusový průběh. [4]

#### **$T_1$ je sepnut; $T_2$ , $D_1$ , $D_2$ jsou vypnuty**

Tranzistor  $T_1$  je stále sepnut, v tom případě magnetizační cívka  $L_m$  se stává součástí rezonančního obvodu a spínací frekvence dosáhne svého minima. Vzhledem k tomu, že rezonanční proud je roven tomu magnetizačnímu, dioda  $D_1$  se zavře a energie již není přenášena do zátěže. [4]

#### **$T_1$ , $T_2$ a $D_1$ , $D_2$ jsou vypnuty**

Všechny součástky jsou zavřené,  $i_R$  cirkuluje stále stejným směrem, parazitní kapacita mezi kolektorem a emitorem dolního tranzistoru se začíná vybíjet. [4]

#### **$T_2$ , $D_2$ jsou sepnuty, $T_1$ , $D_1$ jsou vypnuty**

Spodní tranzistor ( $T_2$ ) se zapíná při ZVS na konci plochy (oblast vyznačená modrým rámečkem), kdy  $i_R$  již není roven  $i_{MAG}$ , rezonanční obvod přenáší energii do zátěže přes diodu  $D_2$ . Magnetizační cívka  $L_m$  přestává být součástí rezonančního obvodu a spínací kmitočet se změní na  $f_{RI}$ . [4]

Z rozboru jež byl proveden pro LLC měnič, můžeme konstatovat, že napěťové zesílení dosahuje hodnot, které odpovídají velikosti větší, menší nebo rovno jedné. Neoptimálnější podmínky pro ZVS jsou dle analýzy při přenosu, který je roven jedné. Spínací frekvence určuje, s jakými vlastnostmi bude měnič pracovat. [4]

Z předchozího teoretického výkladu vyplývá, že měnič LLC může pracovat ve třech pracovních oblastech, jeho velkou předností je činnost při vysokých spínacích kmitočtech, aniž by docházelo k velkým ztrátám. V závislosti na uspořádání rezonančních prvků v obvodu je dosaženo měkkého spínání v režimu ZVS nebo ZCS, jak již bylo řečeno, je výhodnější režim ZVS. [4]

## 2 Analýza rezonančních DC/DC měničů

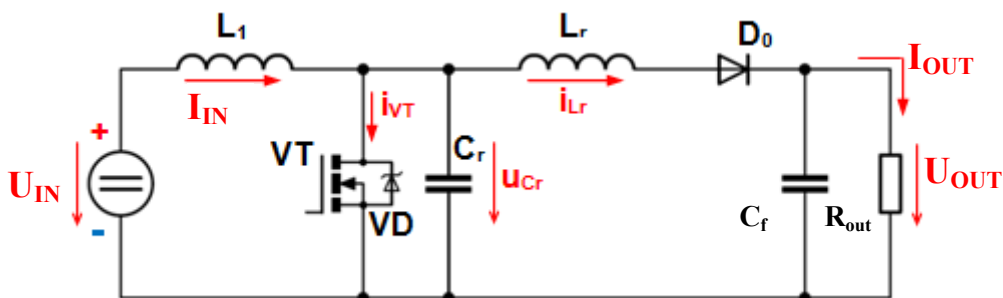
Tato kapitola se zabývá návrhem vybraných konfigurací zapojení rezonančních DC/DC měničů, analyzované výsledky budou následně odsimulovány v programu OrCAD/PSpice, aby mohlo dojít k vzájemnému porovnání mezi matematickými a simulačními hodnotami. Veškeré návrhy a simulace budou prováděny pro odporovou zátěž. V konkrétních případech při porovnávání výsledků, musíme počítat s jistou "rezervou", jelikož návrh nebude proveden s 100% účinností.

Základem matematické analýzy je stanovit vzájemné poměry mezi vstupními a výstupními veličinami, určit hodnotu rezonančních prvků, dalším neméně důležitým parametrem, kterým se při návrhu budeme zabývat je maximální proudové a napěťové namáhání rezonančních prvků. Pro různé konfigurace zapojení platí samozřejmě odlišné metody způsobu návrhu.

### 2.1 Návrh zvyšujícího měniče

Při návrhu zvyšujícího měniče budeme vycházet z přenosové charakteristiky, která vyjadřuje poměr mezi ziskem ( $U_{OUT}/U_{IN}$ ) a frekvencí ( $f_s/f_R$ ). Známe-li velikost rezonančního kmotočtu ( $f_R$ ), jsme schopni dopočítat velikost spínací frekvence. Důležitou podmínkou správného návrhu je, že přenosový parametr ( $M$ ) musí být roven nebo větší než zatěžovací parametr ( $r$ ), oba tyto parametry budou matematicky vyjádřeny dle níže uvedených vzorců. V tomto případě jsou již hodnoty rezonančních prvků zadány, proto se návrh zjednoduší. Jednotlivé parametry budou vždy uvedeny v tabulkách. Nutno podotknout, že měnič je navrhnout bez zpětné diody (VD).

Jak již bylo řečeno, z přenosové charakteristiky určíme velikost spínací frekvence. Nejdříve ovšem musíme určit zisk (přenos) a zjistit zda platí podmínka spínání v nule napětí (ZVS), tedy zda je přenos roven nebo větší než zatěžovací parametr.

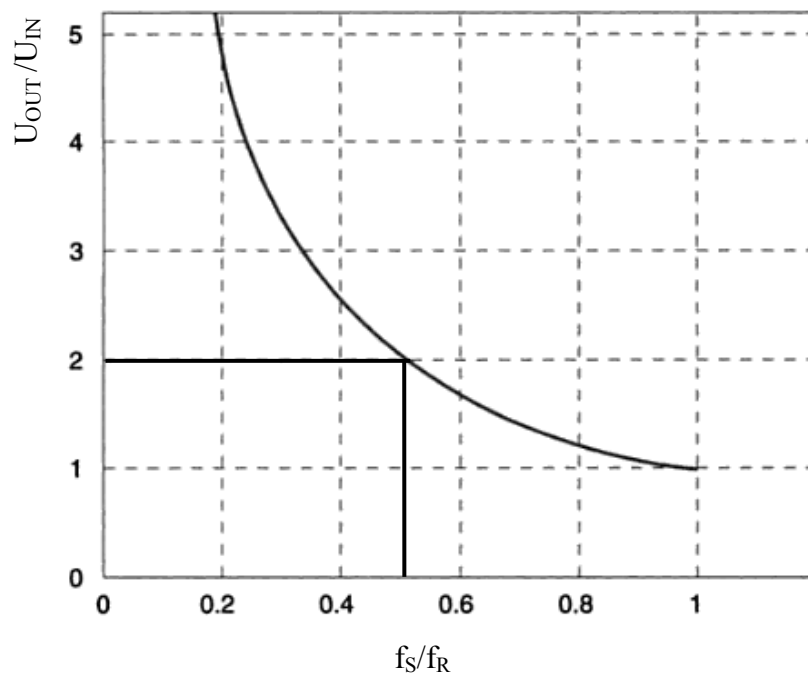


Obr. 2.1: Schéma zvyšujícího měniče

### 2.1.1 Matematické vyjádření zvyšujícího měniče

Tab. 2.1: Parametry pro zvyšující měnič

Parametr	Hodnota
$U_{IN}$	12 V
$U_{OUT}$	24 V
$C_r$	220 nF
$L_r$	3,5 $\mu$ F
$R_{out}$	6 $\Omega$



Obr. 2.2: přenosová charakteristika zvyšujícího měniče

Vzorec pro výpočet přenosového parametru je dán poměrem mezi výstupním a vstupním napětím:

$$M = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{24}{12} = 2 \quad (2.1)$$

Nyní vedeme z osy y (dle obr. 2.1) úsečku, dokud neprotne exponenciální křivku. Z tohoto bodu spustíme kolmici k ose x a tím zjistíme poměr mezi spínací a rezonanční frekvencí.

Velikost zatěžovatele určíme jako poměr mezi odporovou zátěží a charakteristickou impedancí:

$$r = \frac{R_{out}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{R_{out}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{6}{\sqrt{\frac{3,5 \cdot 10^{-6}}{220 \cdot 10^{-9}}}} = 1,5 \quad (2.2)$$

Z výsledků vyplývá, že je splněna podmínka pro spínání v nule napětí, jelikož platí  $M \geq r$

Podle Thomsonova vztahu určíme velikost rezonanční frekvence:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3,5 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 10^{-9}}} = 1814645 \text{ Hz} \quad (2.3)$$

Z přenosové charakteristiky je odvozen vzorec pro spínací frekvenci:

$$f_s = \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} \cdot f_R = \frac{12}{24} \cdot 1814645 \text{ Hz} = 907322 \text{ Hz} \quad (2.4)$$

Podle Ohmova zákona stanovíme proud  $I_{OUT}$ , který protéká odporovou zátěží:

$$I_{OUT} = \frac{U_{OUT}}{R_{out}} = \frac{24}{6} = 4 \text{ A} \quad (2.5)$$

Užitím vzorce pro přenosový parametr ( $M$ ), vypočítáme velikost vstupního proudu  $I_{IN}$ :

$$M = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{I_{IN}}{I_{OUT}} \Rightarrow I_{IN} = M \cdot I_{OUT} = 2 \cdot 4 = 8 \text{ A} \quad (2.6)$$

Z kapitoly 1.5 kde je popsán teoretický rozbor zvyšujícího měniče, víme, že maximální hodnota proudu tekoucího přes rezonanční cívku, dosahuje dvojnásobné hodnoty vstupního proudu  $I_{IN}$ , matematicky vyjádřeno:

$$i_{Lr \max} = I_{IN} \cdot 2 = 8 \cdot 2 = 16 \text{ A} \quad (2.7)$$

Důležitou hodnotou je i maximální velikost napětí, jenž se objevuje na tranzistoru v době rezonance mezi kolektorem a emitorem:

$$u_{Cr \max} = U_{OUT} + I_{IN} \cdot Z_0 = 24 + 8 \cdot 4 = 56 \text{ V} \quad (2.8)$$

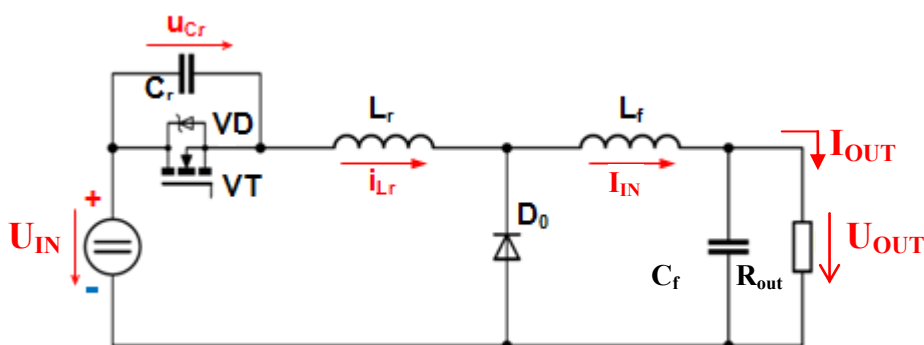
Výkonové zatížení na výstupu měniče vyjádříme jako:

$$P_{OUT} = U_{OUT} \cdot I_{OUT} = 24 \cdot 4 = 96 \text{ W} \quad (2.9)$$

## 2.2 Návrh snižujícího měniče

Při návrhu snižujícího měniče budeme vycházet jako u zvyšujícího měniče z přenosové charakteristiky, která vyjadřuje poměr mezi ziskem ( $U_{OUT}/U_{IN}$ ) a frekvencí ( $f_s/f_R$ ). Známe-li velikost rezonančního kmitočtu ( $f_R$ ), jsme schopni dopočítat velikost spínací frekvence. Důležitou podmínkou správného návrhu je, že přenosový parametr ( $M$ ) musí být roven nebo větší než zatěžovací parametr ( $r$ ), oba tyto parametry budou matematicky vyjádřeny dle níže uvedených vzorců. V tomto případě jsou již hodnoty rezonančních prvků zadány, proto se návrh zjednoduší. Jednotlivé parametry budou vždy uvedeny v tabulkách. Nutno podotknout, že měnič je navrhnout bez zpětné diody (VD).

Z přenosové charakteristiky určíme velikost spínací frekvence. Nejdříve ovšem musíme určit zisk (přenos) a zjistit zda platí podmínka spínání v nule napětí (ZVS), tedy zda je přenos roven nebo větší než zatěžovací parametr.

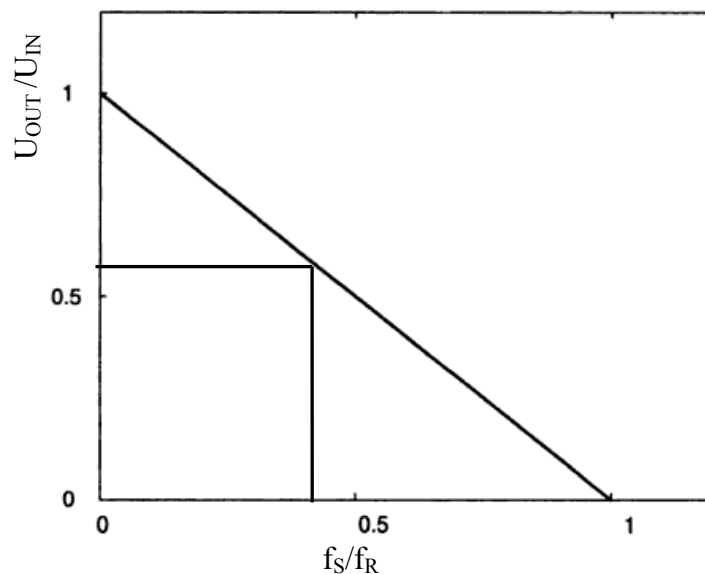


Obr. 2.3: Schéma snižujícího měniče

### 2.2.1 Matematické vyjádření snižujícího měniče

Tab. 2.2: Parametry pro snižující měnič

Parametr	Hodnota
$U_{IN}$	20 V
$U_{OUT}$	12 V
$C_r$	220 nF
$L_r$	3,5 $\mu$ F
$R_{out}$	2 $\Omega$



**Obr. 2.4:** přenosová charakteristika snižujícího měniče

Vzorec pro výpočet přenosového parametru je dán poměrem mezi výstupním a vstupním napětím:

$$M = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{12}{20} = 0,6 \quad (2.10)$$

Nyní vedeme z osy y (dle obr. 2.4) úsečku, dokud neprotne lineární křivku. Z tohoto bodu spustíme kolmici k ose x a tím zjistíme poměr mezi spínací a rezonanční frekvencí.

Velikost zatěživatele určíme jako poměr mezi odporovou zátěží a charakteristickou impedancí:

$$r = \frac{R_{out}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{R_{out}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{2}{\sqrt{\frac{3,5 \cdot 10^{-6}}{220 \cdot 10^{-9}}}} = 0,5 \quad (2.11)$$

Z výsledků vyplývá, že je splněna podmínka pro spínání v nule napětí, jelikož platí  $M \geq r$

Podle Thomsonova vztahu určíme velikost rezonanční frekvence:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3,5 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 10^{-9}}} = 181\,465 \text{ Hz} \quad (2.12)$$



Z přenosové charakteristiky je odvozen vzorec pro spínací frekvenci:

$$f_s = \frac{f_R \cdot (U_{IN} - U_{OUT})}{U_{IN}} = \frac{181\,465 \cdot (20 - 12)}{20} = 72\,586 \text{ Hz} \quad (2.13)$$

Podle Ohmova zákona stanovíme proud  $I_{OUT}$ , který protéká odporovou zátěží:

$$I_{OUT} = \frac{U_{OUT}}{R_{out}} = \frac{12}{2} = 6 \text{ A} \quad (2.14)$$

Užitím vzorce pro přenosový parametr ( $M$ ), vypočítáme velikost vstupního proudu  $I_{IN}$ :

$$M = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{I_{IN}}{I_{OUT}} \Rightarrow I_{IN} = M \cdot I_{OUT} = 0,6 \cdot 6 = 3,6 \text{ A} \quad (2.15)$$

Z kapitoly 1.6 kde je popsán teoretický rozbor snižujícího měniče, víme, že maximální hodnota proudu tekoucího přes rezonanční cívku dosahuje:

$$i_{Lr\max} = I_{IN} = 3,6 \text{ A} \quad (2.16)$$

Důležitou hodnotou je i maximální velikost napětí, jenž se objevuje na tranzistoru v době rezonance mezi kolektorem a emitorem:

$$u_{Cr\max} = U_{IN} + I_{OUT} \cdot Z_0 = 20 + 6 \cdot 4 = 44 \text{ V} \quad (2.17)$$

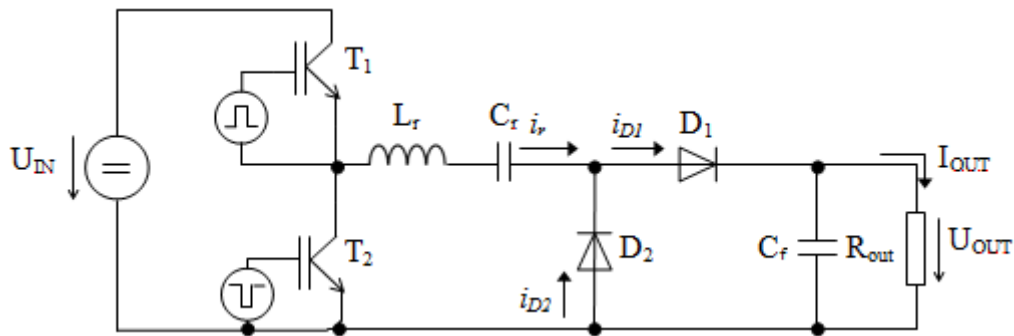
Výkonové zatížení na výstupu měniče vyjádříme jako:

$$P_{OUT} = U_{OUT} \cdot I_{OUT} = 12 \cdot 6 = 72 \text{ W} \quad (2.18)$$

## 2.3 Návrh sériového rezonančního měniče

Návrh bude proveden pro půl-můstkové zapojení, rezonanční struktura je zapojena v sérii s jednocestným usměrňovačem, při analýze návrhu musíme brát v potaz, že účinnost nebude dosahovat 100%. Pro vyšší účinnost měniče je důležité, aby se spínací frekvence pohybovala nad rezonanční. SRC nemůže regulovat výstupní napětí při malém zatížení nebo v režimu naprázdno.

Měnič je navrhován pro variabilní zátěž, která se mění v rozmezí  $200\Omega$ - $1000\Omega$ , v našem případě je konkrétní řešení pro plné zatížení ( $200\Omega$ ), pro ověření funkčnosti v celém rozsahu bude ve 4. kapitole sestrojena závislost účinnosti na velikosti odporové zátěži.



Obr. 2.5: Schéma SRC

### 2.3.1 Matematické vyjádření sériového rezonančního měniče

Tab. 2.3: Parametry pro SRC

Parametr	Hodnota
$U_{IN}$	180 V
$U_{OUT}$	100 V
$U_F$	0,7V
$R_F$	0,1Ω
$r_c$	25mΩ
$\eta_I$	92 %
$f_R$	100kHz
$f_s$	110kHz

V počáteční fázi návrhu nejdříve určíme proudové a výkonové zatížení pro odpor 200Ω:

$$I_{OUT} = \frac{U_{OUT}}{R_{out}} = \frac{100}{200} = 0,5 \text{ A} \quad (2.19)$$

$$P_{OUT} = U_{OUT} \cdot I_{OUT} = 100 \cdot 0,5 = 50 \text{ W} \quad (2.20)$$

Součástí návrhu je i výpočet vstupního odporu usměrňovače:

$$R_{rin} = \frac{2 \cdot R_{out}}{\pi^2} \left[ 1 + \frac{2 \cdot U_F}{U_{OUT}} + \frac{\pi^2 \cdot R_F}{2 \cdot R_{out}} + \frac{r_c}{R_{out}} \cdot \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) \right] = \quad (2.21)$$

$$\frac{2 \cdot 200}{3,14^2} \left[ 1 + \frac{2 \cdot 0,7}{100} + \frac{3,14^2 \cdot 0,1}{2 \cdot 200} + \frac{0,025}{200} \cdot \left( \frac{3,14^2}{4} - 1 \right) \right] = 41 \Omega$$

Pro přenosovou funkci usměrňovače platí vztah:

$$M_{VR} = \frac{\pi}{\sqrt{2} \left[ 1 + \frac{2 \cdot U_F}{U_{OUT}} + \frac{\pi^2 \cdot R_F}{2 \cdot R_{out}} + \frac{r_c}{R_{out}} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right) \right]} \quad (2.22)$$

$$M_{VR} = \frac{3,14}{\sqrt{2} \left[ 1 + \frac{2 \cdot 0,7}{100} + \frac{3,14^2 \cdot 0,1}{2 \cdot 200} + \frac{0,025}{200} \cdot \left( \frac{3,14^2}{4} - 1 \right) \right]} = 2,18$$

Hodnotu špičkového proudu procházejícího diodou lze vyjádřit:

$$I_{DM} = \pi \cdot I_{OUT} = 3,14 \cdot 0,5 = 1,57 \text{ A} \quad (2.23)$$

Přenosovou funkci celého měniče vyjádříme poměrem mezi výstupním a vstupním napětím:

$$M = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{100}{180} = 0,56 \quad (2.24)$$

Následující vzorec vyjadřuje velikost přenosové funkce pro rezonanční obvod,  $M_{Vs}$  považujeme za konstantu, která se rovná 0,45; proto platí:

$$M_{Vr} = \frac{M}{M_{Vs} \cdot M_{VR}} = \frac{0,56}{0,45 \cdot 2,18} = 0,57 \quad (2.25)$$

Důležitou veličinou při návrhu je i činitel jakosti, který je vyjádřen:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{\eta_I^2}{M_{Vr}^2} - 1}}{\left| \frac{w}{w_R} - \frac{w_R}{w} \right|} = \frac{\sqrt{\frac{0,92^2}{0,57^2} - 1}}{\left| 1,1 - \frac{1}{1,1} \right|} = 6,6 \quad (2.26)$$

Celkový odpor měniče je dán následujícím poměrem:

$$R_m = \frac{R_{rin}}{\eta_I} = \frac{41}{0,92} = 45 \Omega \quad (2.27)$$

Nyní jsme schopni dopočítat velikost rezonančních prvků:

$$L_r = \frac{Q \cdot R_m}{w_R} = \frac{6,6 \cdot 45}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^3} = 473 \mu\text{H} \quad (2.28)$$

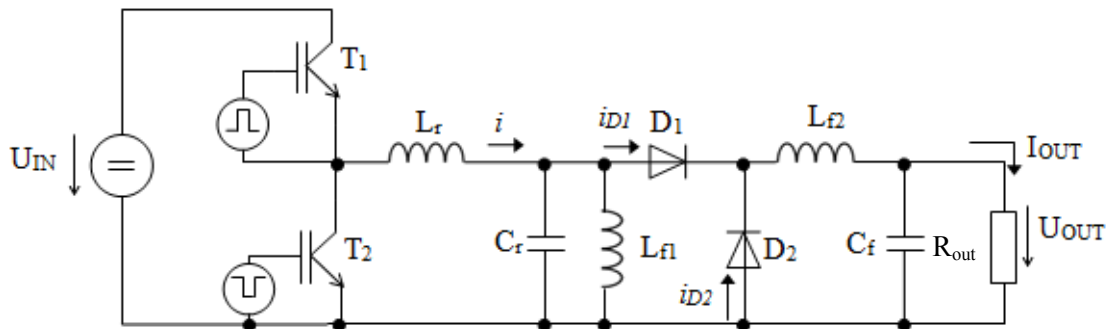
$$C_r = \frac{1}{w_R \cdot Q \cdot R_m} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 6,6 \cdot 45} = 5,36 \text{ nF} \quad (2.29)$$

Špičková hodnota napětí na rezonančním kondenzátoru dosahuje:

$$u_{Cr_{\max}} = \frac{2 \cdot U_{IN} \cdot Q}{\pi} = \frac{2 \cdot 180 \cdot 6,6}{3,14} = 756 \text{ V} \quad (2.30)$$

## 2.4 Návrh paralelního rezonančního měniče

Návrh bude proveden pro půl-můstkové zapojení, rezonanční struktura je zapojena paralelně s jednocestným usměrňovačem, při analýze návrhu musíme brát v potaz, že účinnost nebude dosahovat 100%. Oproti SRC účinnost měniče s rostoucím odporem ( $R_{out}$ ) klesá. Výstupní napětí může být regulováno od nízkého až po plné zatížení v úzkém frekvenčním pásmu. Měnič je navrhován pro variabilní zátěž, která se mění v rozmezí  $200\Omega$  -  $1000\Omega$ , v našem případě je konkrétní řešení pro plné zatížení ( $R_{out}=200\Omega$ ) a celková účinnost měniče je 90%, pro ověření funkčnosti v celém rozsahu bude ve 4. kapitole sestrojena závislost účinnosti na velikosti odporové zátěži  $R_{out}$ .



Obr. 2.6: Schéma PRC

### 2.4.1 Matematické vyjádření paralelního rezonančního měniče

Tab. 2.4: Parametry pro PRC

Parametr	Hodnota
$U_{IN}$	200 V
$U_{OUT}$	100 V
$U_F$	0,9V
$P_{OUT}$	50W
$R_F$	0,1 $\Omega$
$\eta_R$	97 %
$\eta_I$	93 %
$f_R$	115kHz
$f_s$	120kHz

V počáteční fázi návrhu nejdříve určíme proudové zatížení pro odpor 200Ω:

$$I_{OUT} = \frac{U_{OUT}}{R_{out}} = \frac{100}{200} = 0,5 \text{ A} \quad (2.31)$$

Součástí návrhu je i výpočet vstupního odporu usměrňovače:

$$R_{rin} = \frac{\pi^2 \cdot R_{out}}{2 \cdot \eta_R} = \frac{3,14^2 \cdot 200}{2 \cdot 0,97} = 1016 \Omega \quad (2.32)$$

Pro přenosovou funkci usměrňovače platí vztah:

$$M_{VR} = \frac{\sqrt{2} \cdot \eta_R}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,97}{3,14} = 0,437 \quad (2.33)$$

Hodnotu špičkového proudu procházejícího diodou lze vyjádřit:

$$I_{DM} = I_{OUT} = 0,5 \text{ A} \quad (2.34)$$

Přenosovou funkci celého měniče určíme poměrem mezi výstupním a vstupním napětím:

$$M = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{100}{200} = 0,5 \quad (2.35)$$

Následující vzorec vyjadřuje velikost přenosové funkce pro rezonanční obvod,  $M_{Vs}$  považujeme za konstantu, která se rovná 0,45; proto platí:

$$M_{Vr} = \frac{M}{M_{Vs} \cdot M_{VR} \cdot \eta_I} = \frac{0,5}{0,45 \cdot 0,437 \cdot 0,93} = 2,73 \quad (2.36)$$

Důležitou veličinou při návrhu je i činitel jakosti, který je vyjádřen:

$$Q = \frac{\frac{w}{w_R}}{\sqrt{\frac{1}{M_{Vr}^2} - \left[1 - \left(\frac{w}{w_R}\right)^2\right]^2}} = \frac{\frac{120 \cdot 10^3}{115 \cdot 10^3}}{\sqrt{\frac{1}{2,73^2} - \left[1 - \left(\frac{120 \cdot 10}{115 \cdot 10}\right)^2\right]^2}} = 2,93 \quad (2.37)$$

Výpočet fázového úhlu:

$$\cos \psi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left\{ Q \cdot \left( \frac{w}{w_R} \right) \cdot \left[ \left( \frac{w}{w_R} \right)^2 + \frac{1}{Q_L^2} - 1 \right] \right\}^2}} \quad (2.38)$$

$$\cos \psi = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ 2,93 \cdot 1,043 \cdot \left( 1,043^2 + \frac{1}{2,95^2} - 1 \right) \right]^2}} = 0,850$$

Nyní můžeme vypočítat hodnotu ekvivalentního odporu rezonančního obvodu:

$$R_r = \frac{2 \cdot U_{IN}^2 \cdot \cos^2 \psi}{\pi^2 \cdot P_{OUT}} = \frac{2 \cdot 200^2 \cdot 0,850^2}{3,14^2 \cdot 50} = 117 \, \Omega \quad (2.39)$$

Velikost rezonančních prvků stanovíme následovně:

$$L_r = \frac{R_{rin}}{w_R \cdot Q} = \frac{1016}{2 \cdot 3,14 \cdot 115 \cdot 10^3 \cdot 2,93} = 480 \, \mu\text{H} \quad (2.40)$$

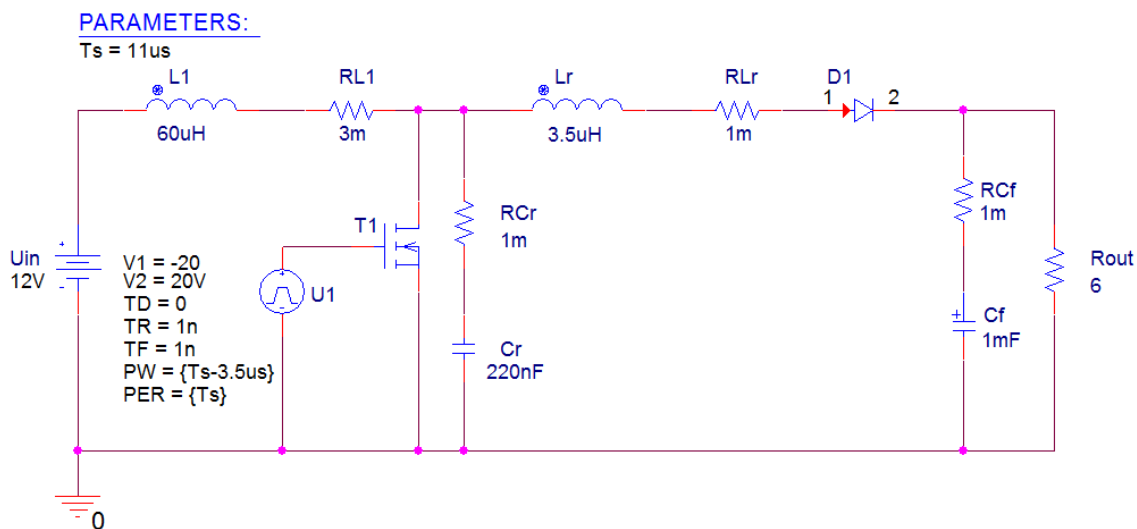
$$C_r = \frac{Q}{w_R \cdot R_{rin}} = \frac{2,93}{2 \cdot 3,14 \cdot 115 \cdot 10^3 \cdot 1016} = 4 \, \text{nF} \quad (2.41)$$

### 3 Simulační modely rezonančních měničů

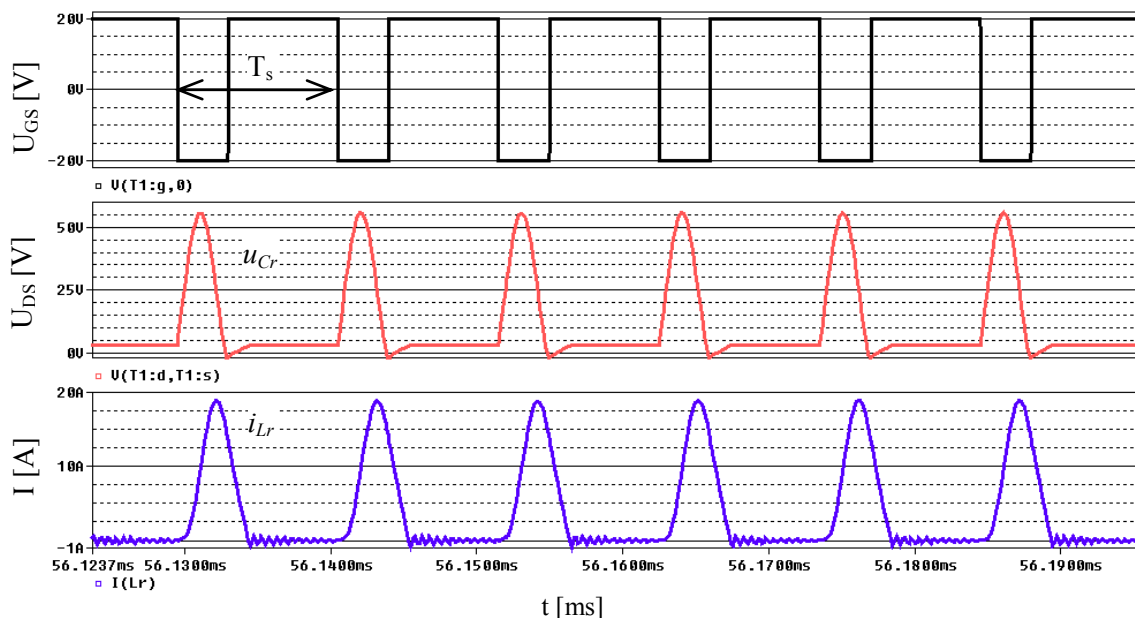
Na základě předchozí kapitoly kde byly provedeny matematické návrhy pro jednotlivé typy rezonančních měničů, budou tyto výsledky srovnány se simulačními, jenž byly získány za pomoci softwaru OrCAD/PSpice. Nutno podotknout, že veškeré simulace jsou uskutečněné pro odporovou zátěž. Výstupem těchto modelačních procesů jsou proudové a napěťové závislosti na čase. Vzhledem k tomu, že spínací a pasivní prvky jsou limitovány kvůli jejich správné funkci, byl brán v potaz i správný výběr součástky. Například u spínacího tranzistoru bylo nutno před samotnou simulací ověřit parametry, které se týkaly velikosti závěrného napětí, maximálního kolektorového proudu, spínací frekvence a výkonového zatížení. Stejný postup platil i pro výběr diody, která je limitována proudovými, napěťovými a výkonovými vlastnostmi.

### 3.1 Zvyšující měnič

Simulační schéma zvyšujícího měniče je zobrazeno na obr. 3.1, měnič byl navržen pro 24V při vstupním napětím 12V. Za pomoci globálního parametru je vyjádřena perioda spínání ( $T_s$ ), ve schématu se u pasivních prvků (cívka a kondenzátor) objevuje parazitní rezistivita, tzn., že prvek se jeví jako reálný. U pulzního napěťového zdroje bylo nutné nastavit parametr "PW", který určuje šířku pulzu, aby byla dosažena správná hodnota výstupního napětí.



Obr. 3.1: Simulační schéma zvyšujícího měniče

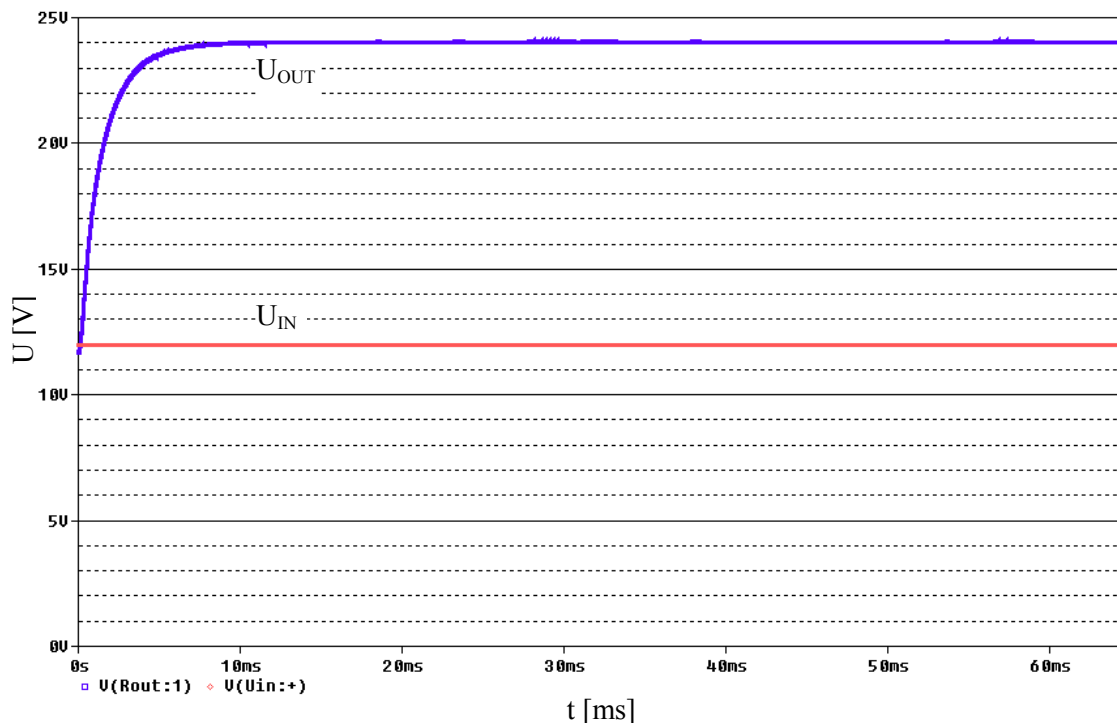


Obr. 3.2: Průběhy rezonančních veličin + spínání tranzistoru

Obr. 3.2 zobrazuje průběhy rezonančních veličin a spínání tranzistoru (černý průběh). Z obrázku je patrné, že při časovém intervalu kdy je tranzistor v sepnutém stavu, dosahuje napětí mezi kolektorem a emitorem nulové hodnoty. V časovém intervalu kdy je tranzistor v rozepnutém stavu, dosahuje závěrné napětí mezi kolektorem a emitorem své maximální hodnoty. Průběh proudu ( $i_{Lr}$ ), který prochází rezonanční cívkou je nepatrně zpožděn oproti průběhu napětí na rezonančním kondenzátoru ( $u_{Cr}$ ). Jelikož tranzistor a rezonanční kondenzátor jsou vůči sobě zapojeny paralelně, můžeme napsat výraz pro rovnost mezi napětími:  $U_{DS}=u_{Cr}$ .

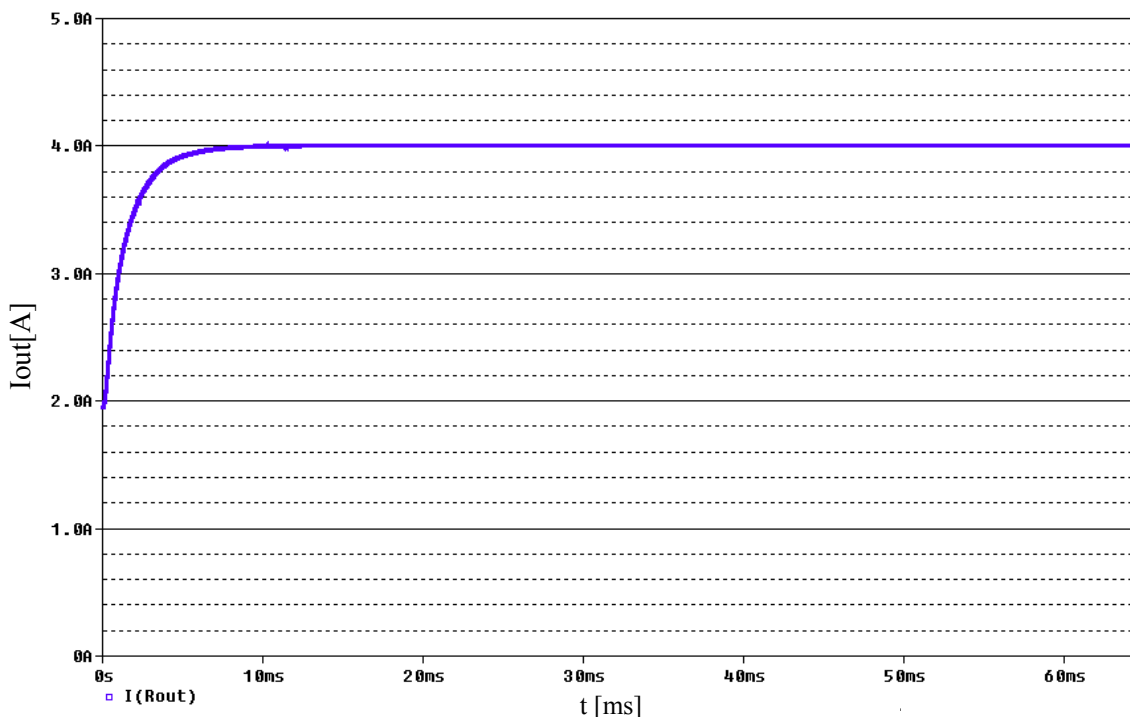
Nyní srovnáme matematické a simulační výsledky rezonančních prvků. Vypočtená hodnota maximálního napětí ( $u_{Crmax}$ ) dosáhla na kondenzátor  $C_r$  56V, dle výše uvedeného obrázku 3.2 je patrné, že hodnota pro simulovaný průběh téže veličiny ( $u_{Crmax}$ ) vychází o 1V nižší. Jinými slovy řečeno, výsledek matematické a simulační hodnoty se liší o 2%. Co se týče srovnání proudu, jenž prochází cívkou  $L_r$ , simulační hodnota vyšla o 1,5A vyšší oproti matematickému předpokladu, který vyšel 16A, rozdíl v procentuálním vyjádření činí 9%. Srovnáme-li simulační průběhy rezonančních veličin (obr. 3.2) s průběhy, které jsou zobrazeny v teoretickém rozboru kapitoly 1.6 (obr. 1.7), můžeme konstatovat, že došlo ke shodě.

Dojde-li k vypnutí spínacího tranzistoru, paralelně zapojený rezonanční kondenzátor  $C_r$  způsobí pozvolný nárůst napětí, jelikož se v obvodu nachází i další rezonanční prvek cívka  $L_r$ , dochází k oscilaci napětí, kterou způsobuje rezonance. Důsledkem oscilace je pokles napětí k nulové hodnotě, doba, za kterou se tak stane, je dána rezonančním kmitočtem mezi  $L_r$  a  $C_r$ . Tímto principem je dosaženo téměř nulových ztrát při zapnutí výkonového prvku, tedy za podmínky kdy napětí má nulovou hodnotu.



**Obr. 3.3:** Průběhy napětí na vstupu a výstupu měniče

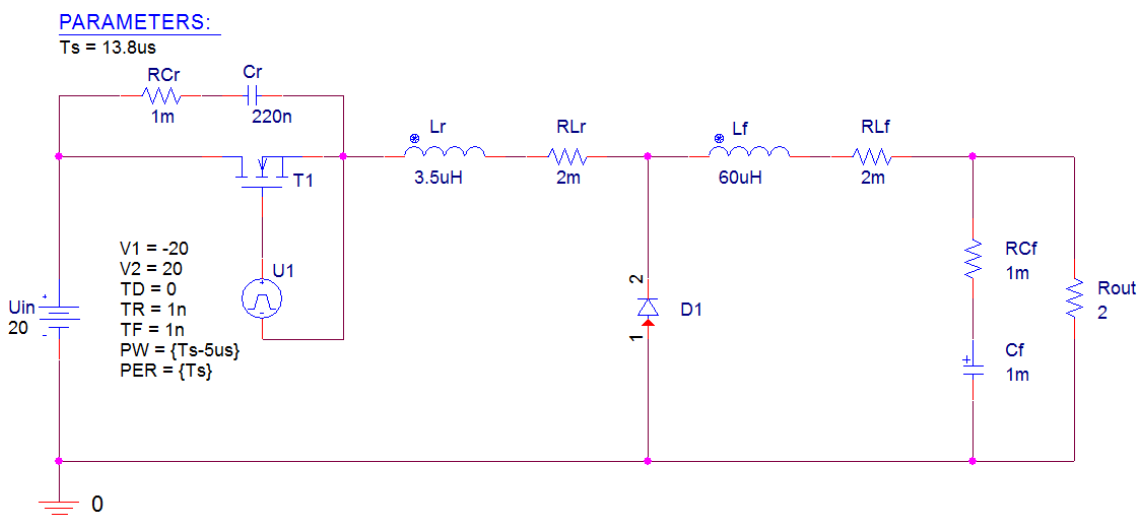




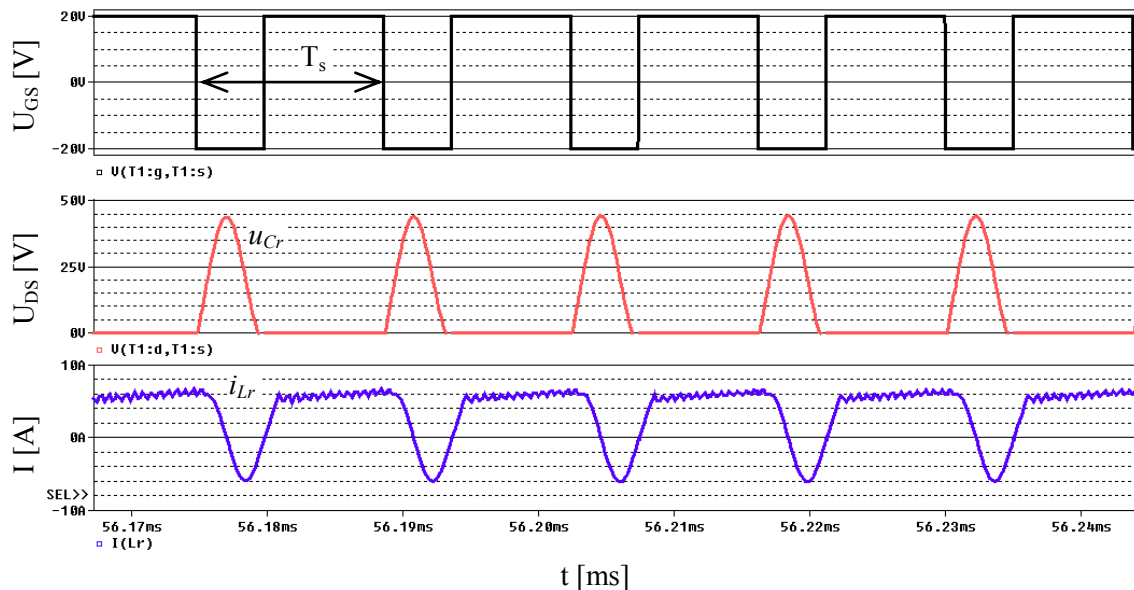
Obr. 3.4: Průběh výstupního proudu

### 3.2 Snižující měnič

Simulační schéma snižujícího měniče je zobrazeno na obr. 3.5, měnič byl navržen pro 12V při vstupním napětím 20V. Za pomoci globálního parametru je vyjádřena perioda spínání ( $T_s$ ), ve schématu se u pasivních prvků (cívka a kondenzátor) objevuje parazitní rezistivita, tzn., že prvek se jeví jako reálný. U pulzního napěťového zdroje bylo nutné nastavit parametr "PW", který určuje šířku pulzu, aby byla dosažena správná hodnota výstupního napětí.



Obr. 3.5: Simulační schéma snižujícího měniče

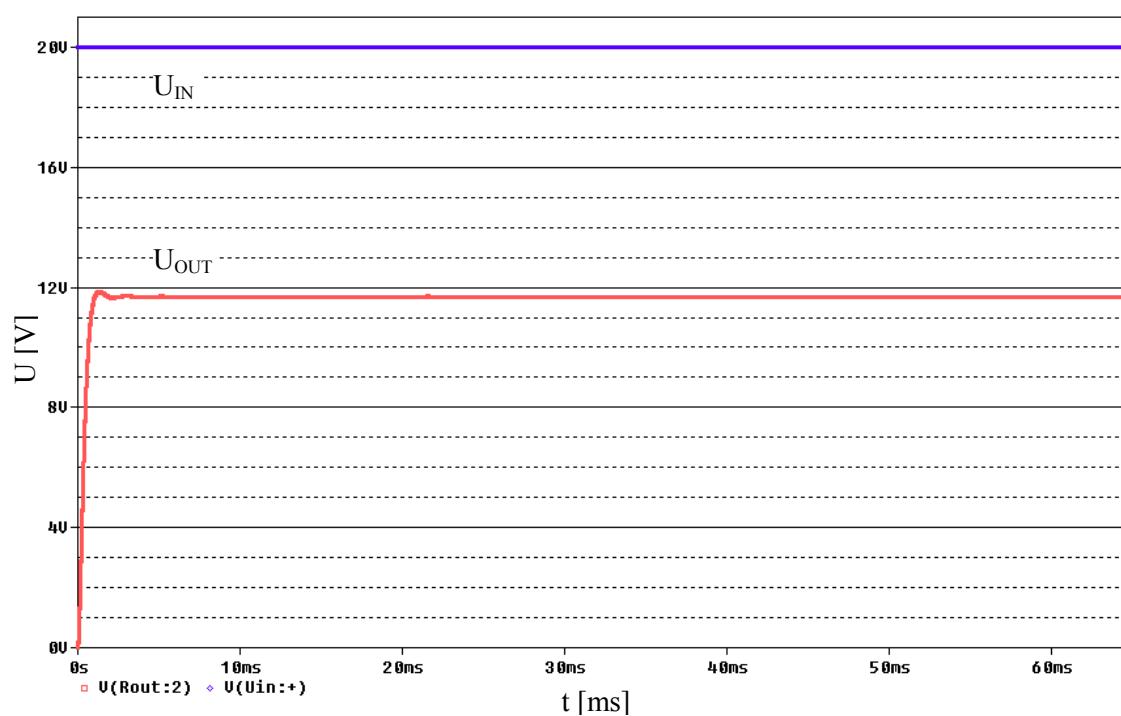
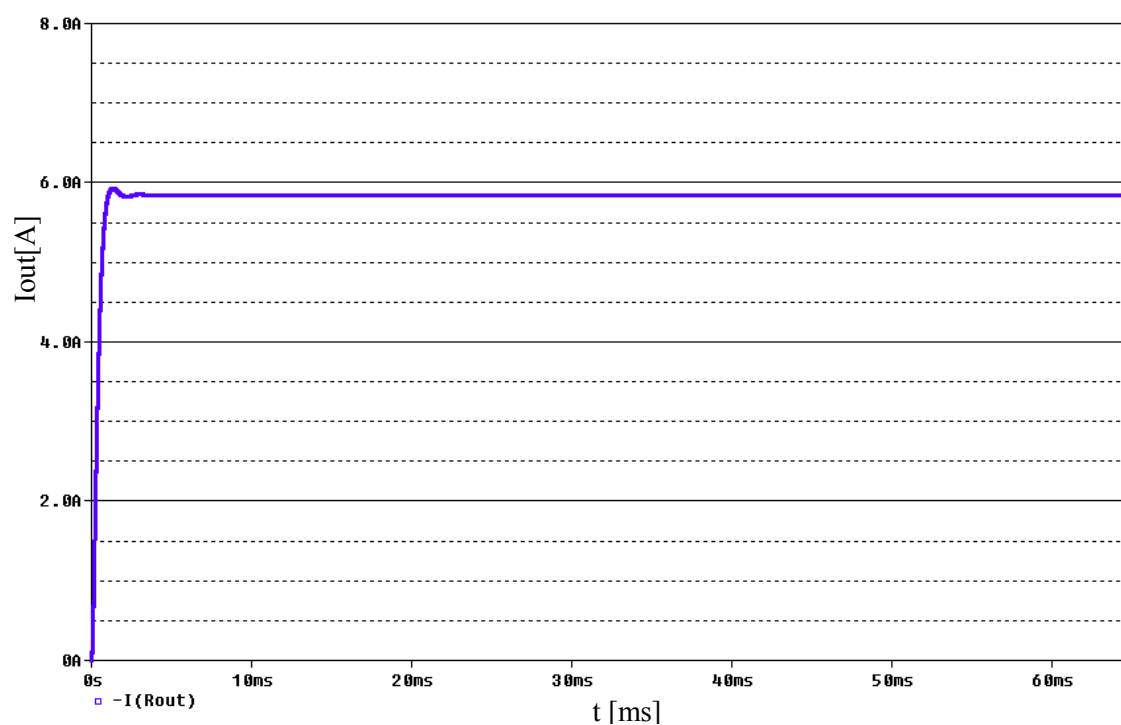


**Obr. 3.6:** Průběhy rezonančních veličin + spínání tranzistoru

Obr. 3.6 zobrazuje průběhy rezonančních veličin a spínání tranzistoru (černý průběh). Z obrázku je patrné, že při časovém intervalu kdy je tranzistor v sepnutém stavu, dosahuje napětí mezi kolektorem a emitorem nulové hodnoty. V časovém intervalu kdy je tranzistor v rozepnutém stavu, dosahuje závěrné napětí mezi kolektorem a emitorem své maximální hodnoty. Při porovnání průběhů rezonančního proudu ( $i_{Lr}$ ) mezi snižujícím a zvyšujícím měničem lze usoudit, že časový interval vedení  $i_{Lr}$  je u snižujícího měniče podstatně delší.

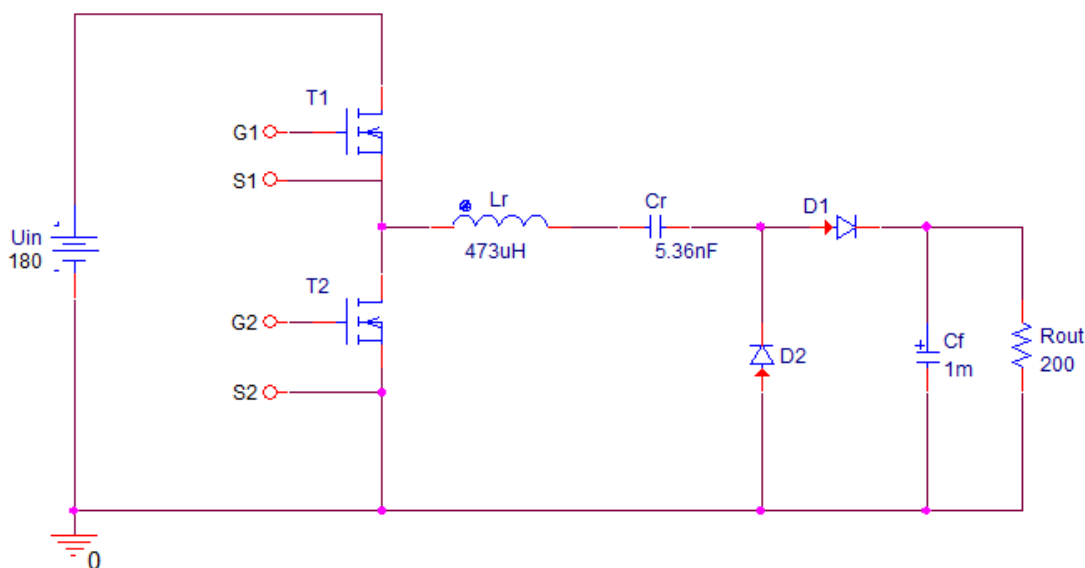
Při porovnání matematických a simulačních výsledků rezonančních prvků dojdeme k závěru, že vypočtená hodnota maximálního napětí ( $u_{Crmax}$ ) dosáhla na kondenzátor  $C_r$  44V, dle výše uvedeného obrázku 3.6 je patrné, že hodnota pro simulovaný průběh téže veličiny ( $u_{Crmax}$ ) vychází o 1V vyšší (45V). Jinými slovy řečeno, výsledek matematické a simulační hodnoty se liší o 2%. Co se týče srovnání proudu, jenž prochází cívkou  $L_r$ , simulační hodnota vyšla o 2,4A vyšší oproti matematickému předpokladu, který vyšel 3,6A. Rozdíl v procentuálním vyjádření činí 40%, příčina tohoto markantního rozdílu nebyla zjištěna. Srovnáme-li simulační průběhy rezonančních veličin (obr. 3.6) s průběhy, které jsou zobrazeny v teoretickém rozboru kapitoly 1.7 (obr. 1.10), můžeme konstatovat, že došlo ke shodě.

Dojde-li k vypnutí spínacího tranzistoru, paralelně zapojený rezonanční kondenzátor  $C_r$  způsobí pozvolný nárůst napětí, jelikož se v obvodu nachází i další rezonanční prvek cívka  $L_r$ , dochází k oscilaci napětí, kterou způsobuje rezonance. Důsledkem oscilace je pokles napětí k nulové hodnotě, doba, za kterou se tak stane, je dána rezonančním kmitočtem mezi  $L_r$  a  $C_r$ . Tímto principem je dosaženo téměř nulových ztrát při zapnutí výkonového prvku, tedy za podmínky kdy napětí má nulovou hodnotu.

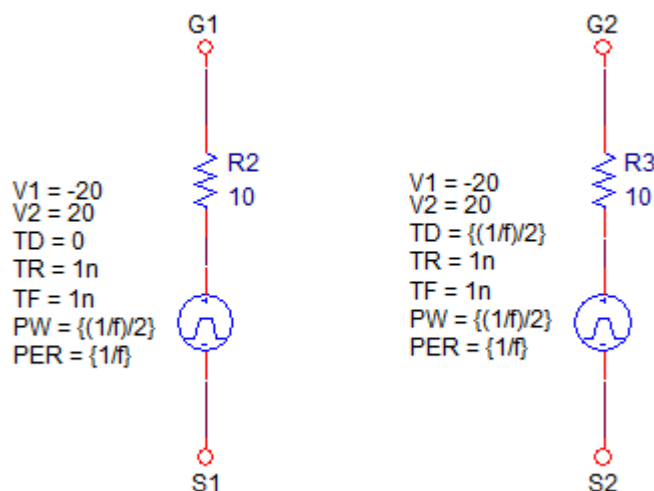
*Obr. 3.7: Průběhy napětí na vstupu a výstupu měniče**Obr. 3.8: Průběh výstupního proudu*

### 3.3 Sériový rezonanční měnič

Na níže uvedeném obrázku (obr. 3.9) je znázorněno simulační schéma SRC, měnič byl navržen pro 100V při vstupním napětím 180V, jedná se tedy o snižující režim. Samotná simulace je prováděna při plném zatížení, tedy výstupní zátěž ( $R_{out}$ ) dosahuje své minimální hodnoty, v našem případě činí velikost 200Ω. Jak již bylo zmíněno, zátěž je variabilní v rozmezí 200-1000Ω, proto bychom museli v simulačním schématu, konkrétně u pulzního napět'ového zdroje přizpůsobit spínací frekvenci k danému zatížení, jak je tomu uvedeno v kapitole 2.3, která se zabývá návrhem SRC. Simulační schéma se skládá z můstkového měniče, jehož funkcí je transformovat stejnosměrné napětí na střídavé, dále se v obvodu vyskytuje rezonanční struktura  $L_r$ ,  $C_r$  a pro usměrnění výstupního proudu slouží soustava diod.

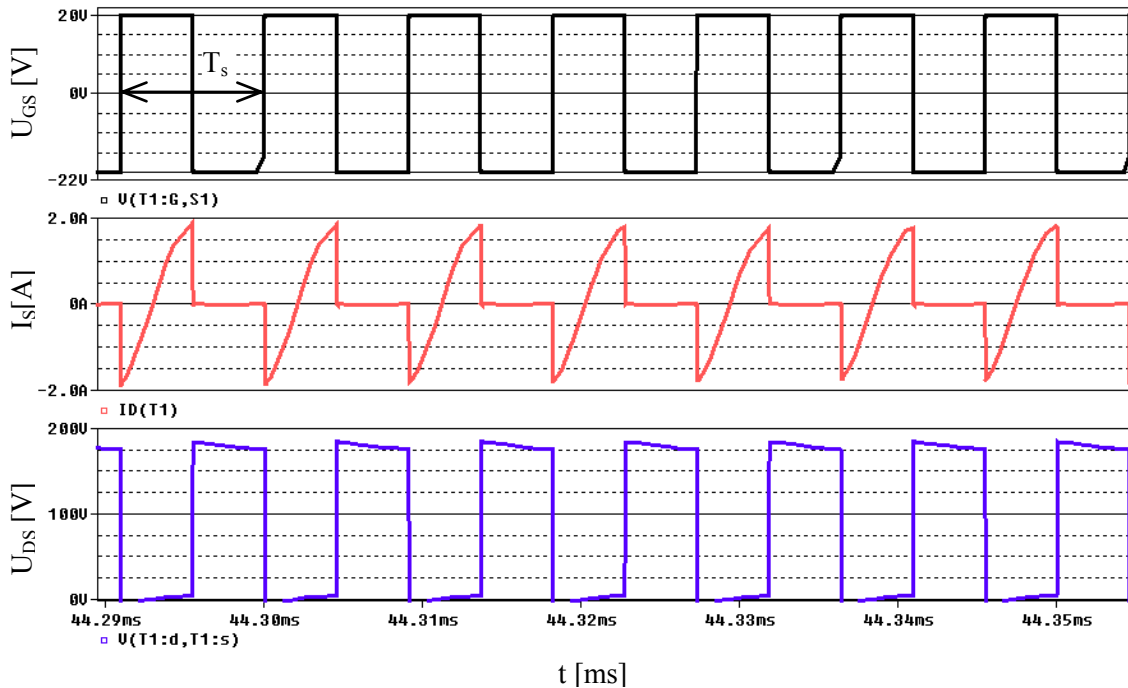


Obr. 3.9: Simulační schéma SRC



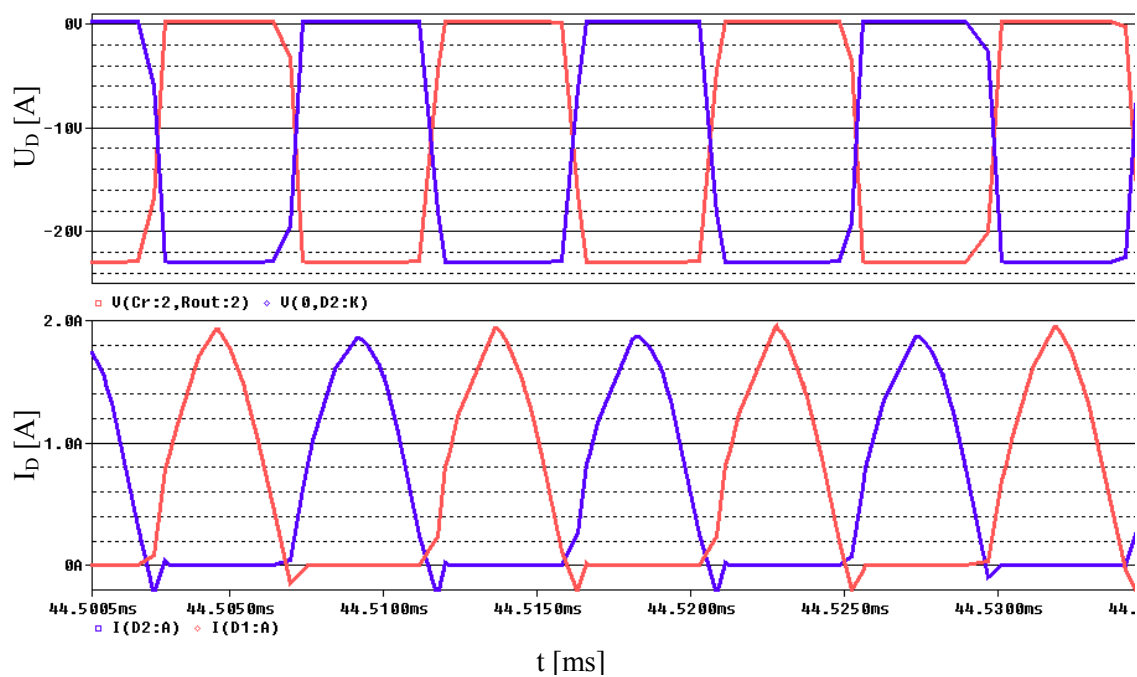
Obr. 3.10: Buzení tranzistorů MOSFET (T1, T2)

Výše uvedený obrázek (obr. 3.10) zobrazuje buzení tranzistoru MOSFET za pomoci pulzního napětíového zdroje. Z nastavených parametrů je patrné, že hodnota napětí osciluje mezi 20V až -20V, délka trvání náběžné a sestupné hrany byla nastavena na 1ns. Poměrná doba mezi časovými intervaly zapnutého a vypnutého tranzistoru je nastavena na poloviční délku, jinak řečeno střída je rovna 50%. Pro správnou funkci buzení bylo nutné zajistit zpoždění tranzistoru  $T_2$  oproti  $T_1$  o polovinu.

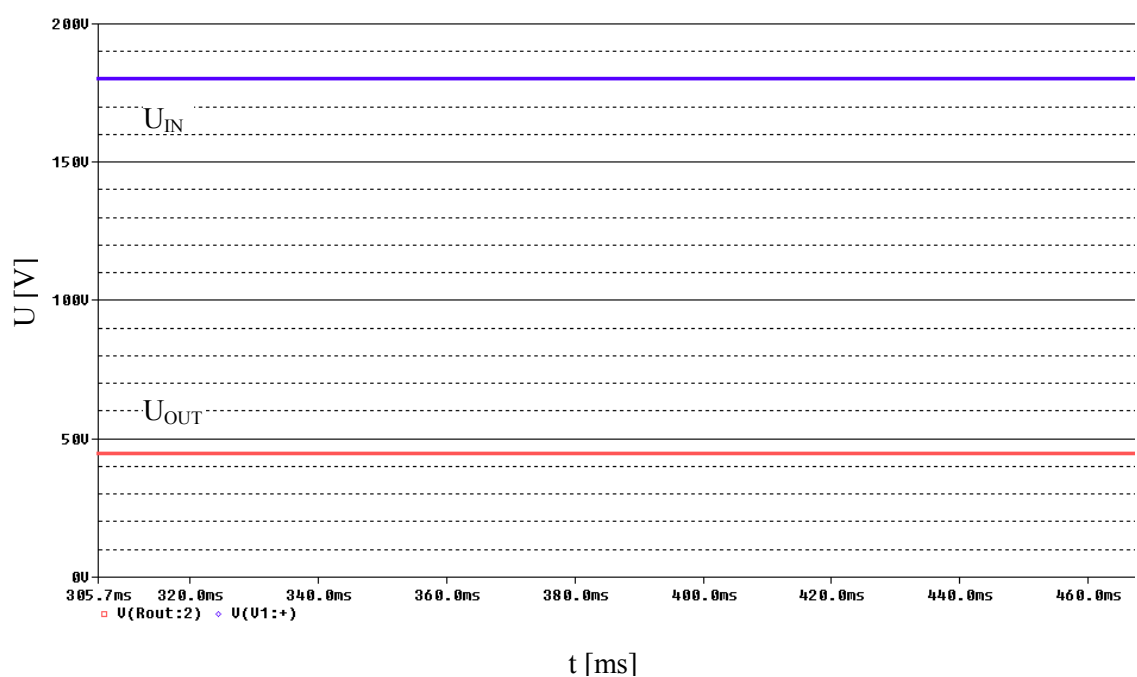


**Obr. 3.11:** Časové průběhy veličin spínacího tranzistoru

Stejně jako u předešlých obrázků kapitoly 3.2 popřípadě 3.1 kde jsou zobrazeny průběhy rezonančních veličin, platí tytéž vlastnosti pro spínání tranzistoru i u sériového rezonančního měniče, tzn., že v závislosti na napětíovém pulzu, který je přiváděn na řídicí elektrodu, dochází ke spínání tranzistoru (viz obr 3.11 průběh  $u_{GS}$ ). Proud, který prochází tranzistorem v době jeho sepnutí, nazýváme spínací taktéž kolektorový, jeho velikost dosahuje hodnoty 1,8A. Při simulacích bylo zjištěno, že na tvar a velikost spínacího proudu ( $i_S$ ) má vliv fázový posun mezi střídami obou tranzistorů při jejich stejné délce pulzu. Průběh spínacího proudu má jak kladnou tak i zápornou polaritu. Při vypnutém stavu tranzistoru tedy při hodnotě -20V dosáhne napětí  $u_{DS}$  své maximální hodnoty, v našem případě 180V. Nutno podotknout, že je vždy nutné ošetřit "mrtvou dobu" tzv. "dead time" při stejné střídě obou tranzistorů, aby nedošlo k vyzkratování části obvodu za můstkovým měničem. Zkratový proud by byl omezen pouze odporem přechodu mezi emitorem a kolektorem ( $r_{DS}$ ), tzn. při 180V vstupního napětí kdy uvažujeme celkový přechodový odpor  $2\Omega$  (záleží na typu tranzistoru) dosáhne velikost proudu 90A.

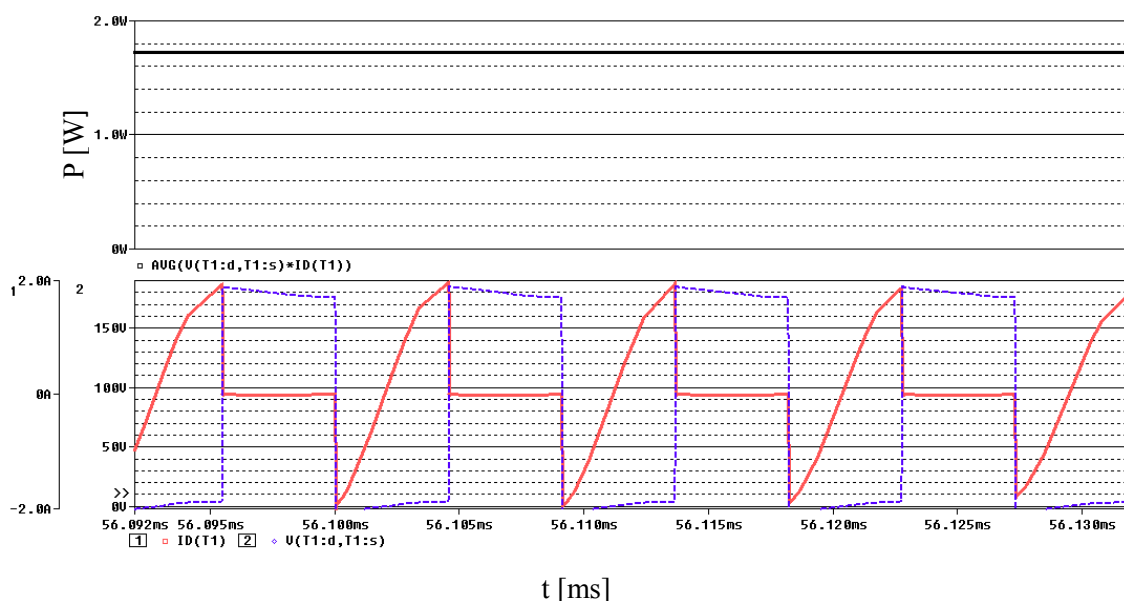


**Obr. 3.12:** Průběh napětí a proudu usměrňovací diody



**Obr. 3.13:** Průběhy napětí na vstupu a výstupu měniče

Obr. 3.12 znázorňuje průběh napětí a proudu na usměrňovači, který je tvořen dvěma diodami. U proudu ( $i_D$ ) si můžeme všimnout krátké zotavovací doby nebo-li jinak řečeno dochází ke komutaci diody, důležitá je délka trvání a špičková hodnota, abychom mohli určit velikost komutačního náboje z důvodu zachování správné funkčnosti diody. Napětí ( $u_D$ ) na usměrňovači bylo měřeno diferenciální sondou a jeho hodnota činí 23V. Obr. 3.13 zobrazuje hodnotu vstupního a výstupního napětí, bohužel chybovost dosáhla 50%, jelikož výstupní napětí je o polovinu nižší oproti matematickému předpokladu, který činí 100V. Možné příčiny takového markantního rozdílu budou zdůvodněny v závěru.



**Obr. 3.14:** Spínací ztráty na tranzistoru

Průměrná výkonová ztráta na tranzistoru dosahuje 1,75W (černý průběh obr. 3.13). V dalších kapitolách bude tato hodnota ověřena matematickou formou výpočtu. Výsledek takto stanovené hodnoty vychází ze součinu spínacího proudu a napětí, tyto veličiny jsou znázorněny na výše uvedeném obrázku 3.13.

## 4 Porovnání simulačních a teoretických předpokladů

Cílem této kapitoly je porovnat teoretické a simulační předpoklady pro jednotlivá schémata zapojení. U matematického návrhu byla analyzována řada veličin, samotný návrh je poměrně složitý, jelikož v úvahu jsou brány i účinnosti pro jednotlivé části obvodu (můstkový měnič, usměrňovač) platí pro SRC a PRC, u zvyšujícího a snižujícího měniče byl návrh podstatně jednodušší. Výsledky musíme brát s jistou tolerancí, která se pohybovala kolem 10 % plus, minus (viz kapitoly 3.1 a 3.2). Při komparaci výsledků se budeme především zaměřovat na velikosti hodnot, které se týkají účinností.

### 4.1 Komparace pro zvyšující měnič

Vzorec pro teoretickou účinnost při proudu  $i_{Lrmax}$ :

$$\eta_{T1} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot i_{Lrmax}} = \frac{24 \cdot 4}{12 \cdot 2 \cdot 8} = 50 \% \quad (4.1)$$

Vzorec vyjadřující účinnost podle simulačních výsledků při proudu  $i_{Lrmax}$ :

$$\eta_{S1} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot i_{Lrmax}} = \frac{24 \cdot 4}{12 \cdot 2 \cdot 8,75} = 46 \% \quad (4.2)$$

Výše uvedené vzorce vyjadřují účinnost pro teoretickou ( $\eta_{T1}$ ) a simulační ( $\eta_{S1}$ ) hodnotu. Nutno podotknout, že účinnost je počítána v časovém okamžiku, kdy velikost tekoucího proudu přes rezonanční cívku dosáhne své maximální hodnoty ( $i_{Lrmax}$ ), protože z teoretického rozboru víme, že při  $i_{Lrmax}$  se velikost vstupního proudu ( $I_{IN}$ ) zdvojnásobí, můžeme tedy vyjádřit  $i_{Lrmax} = 2I_{IN}$ .

Nyní spočítáme teoretickou účinnost při proudu  $I_{IN}$ :

$$\eta_{T2} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}} = \frac{24 \cdot 4}{12 \cdot 8} = 100 \% \quad (4.3)$$

Účinnost pro simulační výsledky při proudu  $I_{IN}$ :

$$\eta_{S2} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}} = \frac{24 \cdot 4}{12 \cdot 10} = 80 \% \quad (4.4)$$

Vzorce 4.3 a 4.4 vyjadřují stejně jako v předešlém případě (4.1 a 4.2) účinnosti pro teoretické a simulační hodnoty, ovšem tentokrát je počítáno pouze se vstupním proudem  $I_{IN}$ , v předchozím případě bylo počítáno s proudem  $i_{Lrmax}$ .



Co se týče rezonančních veličin, jejich vzájemné srovnání mezi simulačními a teoretickými předpoklady bylo popsáno v kapitole 3.1. Dále bych se zmínil, že u rezonanční struktury konkrétně u rezonančního kondenzátoru bylo nutné při simulaci, pozměnit hodnotu  $L_r$  z 3,5uH na 2,5uH, aby bylo dosaženo výstupního napětí 24V. Při zachování původní hodnoty (3,5uH) dosahovalo výstupní napětí 21,5V, což by bylo o 2,5V méně oproti matematickému výpočtu. Samozřejmě v důsledku této změny se změnila velikost rezonanční frekvence, která je ovlivněna hodnotami rezonančních prvků, nicméně z důvodu korektního dosažení výstupního napětí muselo dojít k této úpravě.

## 4.2 Komparace pro snižující měnič

Vzorec pro teoretickou účinnost při proudu  $I_{IN}$ :

$$\eta_{T2} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}} = \frac{12 \cdot 6}{20 \cdot 3,6} = 100 \% \quad (4.5)$$

Vzorec vyjadřující účinnost podle simulačních výsledků při proud  $I_{IN}$ :

$$\eta_{S2} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{U_{OUT} \cdot I_{OUT}}{U_{IN} \cdot I_{IN}} = \frac{11,75 \cdot 5,75}{20 \cdot 4} = 84 \% \quad (4.6)$$

Výše uvedené vzorce vyjadřují účinnost pro teoretickou ( $\eta_{T2}$ ) a simulační ( $\eta_{S2}$ ) hodnotu, jelikož  $i_{Lrmax}$  odpovídá  $I_{IN}$ , nemá smysl provádět srovnání účinností, jak tomu bylo u zvyšujícího měniče. Pro ověření správnosti výsledků najdeme matematické výpočty v kapitole 2.2 a simulační modely v kapitole 3.2. Pro dosažení shody simulačních předpokladů, nemuselo dojít ke korekci rezonančních hodnot, jak tomu bylo u zvyšujícího měniče. Komparace napětí a proudů rezonančních veličin je popsána v kapitole 3.2.

## 4.3 Komparace pro sériový rezonanční měnič

Vypočítat velikost účinnosti pro sériový rezonanční měnič je podstatně složitější. Před samotnou kalkulací je nejdříve nutné určit hodnotu účinnosti pro usměrňovač  $\eta_R$ . Z kapitoly 2.3, kde byla provedena matematická analýza pro SRC, si do tabulky zapíšeme důležité parametry, které se objevují v matematickém výrazu pro  $\eta_R$ .

Tab. 4.1: Parametry  $\eta_R$

Parametr	Hodnota
$r_c$	25m $\Omega$
$r_p$	3 $\Omega$
$R_F$	0,1 $\Omega$
$R_{out}$	200 $\Omega$
$U_F$	0,7V

Vztah pro účinnost usměrňovače vyjádříme dle níže uvedeného vzorce:

$$\eta_R = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot U_F}{U_{OUT}} + \frac{\pi^2 \cdot R_F}{2 \cdot R_{out}} + \frac{r_c}{R_{out}} \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right)} \quad (4.7)$$

$$\eta_R = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot 0,7}{100} + \frac{3,14^2 \cdot 0,1}{2 \cdot 200} + \frac{0,025}{100} \cdot \left( \frac{3,14^2}{4} - 1 \right)} = 98,4 \%$$

Vztah pro celkovou účinnost měniče vyjádříme dle níže uvedeného vzorce:

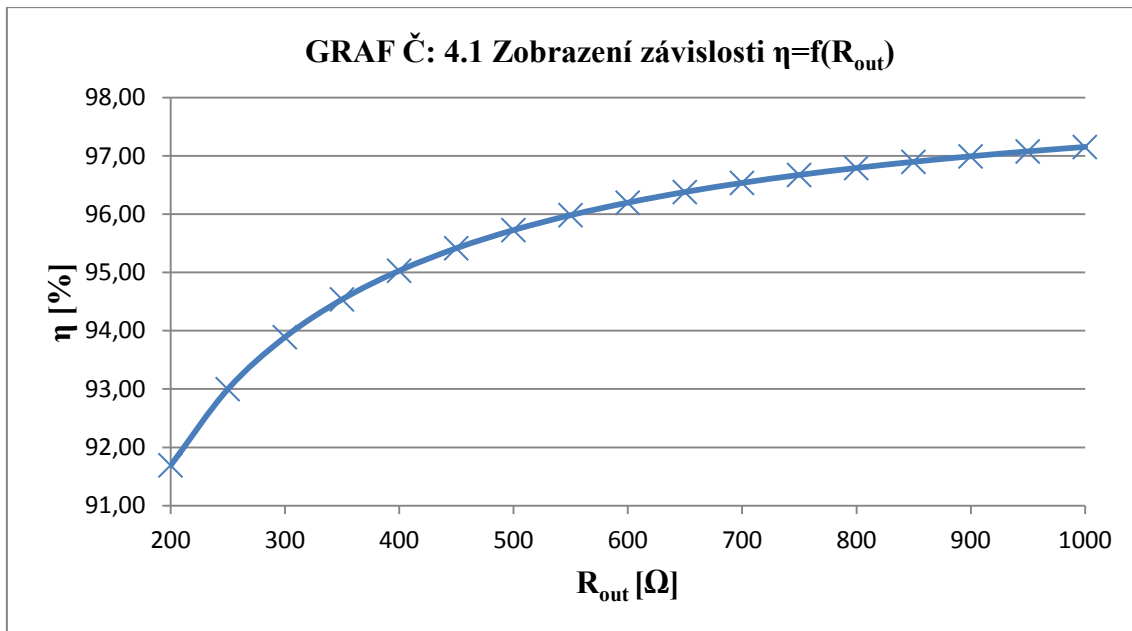
$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot U_F}{U_{OUT}} + \frac{\pi^2 \cdot R_F}{2 \cdot R_{out}} + \frac{\pi^2 \cdot r_p}{2 \cdot R_{out}} + \frac{r_c}{R_{out}} \cdot \left( \frac{\pi^2}{4} - 1 \right)} \quad (4.8)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot 0,7}{100} + \frac{3,14^2 \cdot 0,1}{2 \cdot 200} + \frac{3,14^2 \cdot 3}{2 \cdot 200} + \frac{0,025}{100} \cdot \left( \frac{3,14^2}{4} - 1 \right)} = 92 \%$$

**Tab. 4.2: Celková účinnost měniče při různém zatížení**

$R_F [\Omega]$	$R_{out} [\Omega]$	$r_p [\Omega]$	$r_c [\Omega]$	$\eta [\%]$
0,1	200	3	0,025	91,69
0,1	250	3	0,025	93,00
0,1	300	3	0,025	93,89
0,1	350	3	0,025	94,54
0,1	400	3	0,025	95,03
0,1	450	3	0,025	95,42
0,1	500	3	0,025	95,73
0,1	550	3	0,025	95,98
0,1	600	3	0,025	96,20
0,1	650	3	0,025	96,38
0,1	700	3	0,025	96,54
0,1	750	3	0,025	96,67
0,1	800	3	0,025	96,79
0,1	850	3	0,025	96,90
0,1	900	3	0,025	96,99
0,1	950	3	0,025	97,08
0,1	1000	3	0,025	97,15

Oba předchozí vzorce (4.7 a 4.8) jsou spočteny pro maximální zatížení ( $R_{out}=200\Omega$ ), jak již bylo zmíněno, měnič byl navržen pro variabilní zátěž, proto jsme schopni podle vztahu 4.8 dopočítat pro jednotlivé hodnoty výstupního odporu jeho účinnost (viz. tab. 4.2). Z grafu č. 4.1 vyplývá, že se snižujícím zatížením dochází k nárůstu celkové účinnosti sériového rezonančního měniče. Nejvyšší hodnota účinnosti dosáhla 97,15% při  $R_{out}=1000\Omega$ , naopak nejnižší hodnota dosáhla 91,69% při  $R_{out}=200\Omega$ .



Vzhledem k tomu, že v kapitole 3.3 byl simulační metodou stanoven ztrátový výkon tranzistoru na 1,75W (viz obr. 3.14), nyní ověříme tento výsledek s teoretickým předpokladem. Z datasheetu pro tranzistor 2SK793, jenž byl použit při simulacích, byla dohledána velikost hodnoty parazitní rezistivity mezi kolektorem a emitorem na 2,1 $\Omega$ , proto můžeme určit spínací ztrátu tranzistoru následujícím způsobem:

$$P_{rDS} = \frac{I_{sm}^2 \cdot r_{ds}}{4} = \frac{1,6^2 \cdot 2,1}{4} = 1,3 \text{ W} \quad (4.9)$$

Maximální velikost spínacího proud ( $I_{sm}$ ) byla stanovena dle níže uvedeného vzorce:

$$I_{sm} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{IN} \cdot \eta_I}{R_{rin}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 54 \cdot 0,92}{41}} = 1,6 \text{ A} \quad (4.10)$$

Veškeré veličiny, které jsou uvedeny ve vztahu 4.10 lze dohledat v kapitole 2.3. Velikost příkonu ( $P_{IN}$ ) byla stanovena jako poměr mezi výstupním výkonem (50W) a celkovou účinností (91,69%).

#### 4.4 Komparace pro paralelní rezonanční měnič

Z důvodu markantního rozdílu simulačních a teoretických předpokladů nebyly v kapitole č.3 uvedeny simulační výsledky. Nicméně alespoň bude znázorněn graf, který vyjadřuje závislost účinnosti na zatížení. Před samotnou kalkulací celkové účinnosti měniče si z kapitoly 2.4, kde byla provedena matematická analýza pro PRC, zapíšeme do tabulky důležité parametry.

**Tab. 4.3: Parametry pro výpočet  $\eta$**

Parametr	Hodnota
$a_b$	0,1808
$r_{ac}$	1,9 $\Omega$
$r_l$	0,1 $\Omega$
$r_p$	7 $\Omega$
$L_f$	0,001 $\Omega$
$R_F$	0,1 $\Omega$
$U_F$	0,9V

Vztah pro celkovou účinnost měniče vyjádříme dle níže uvedeného vzorce:

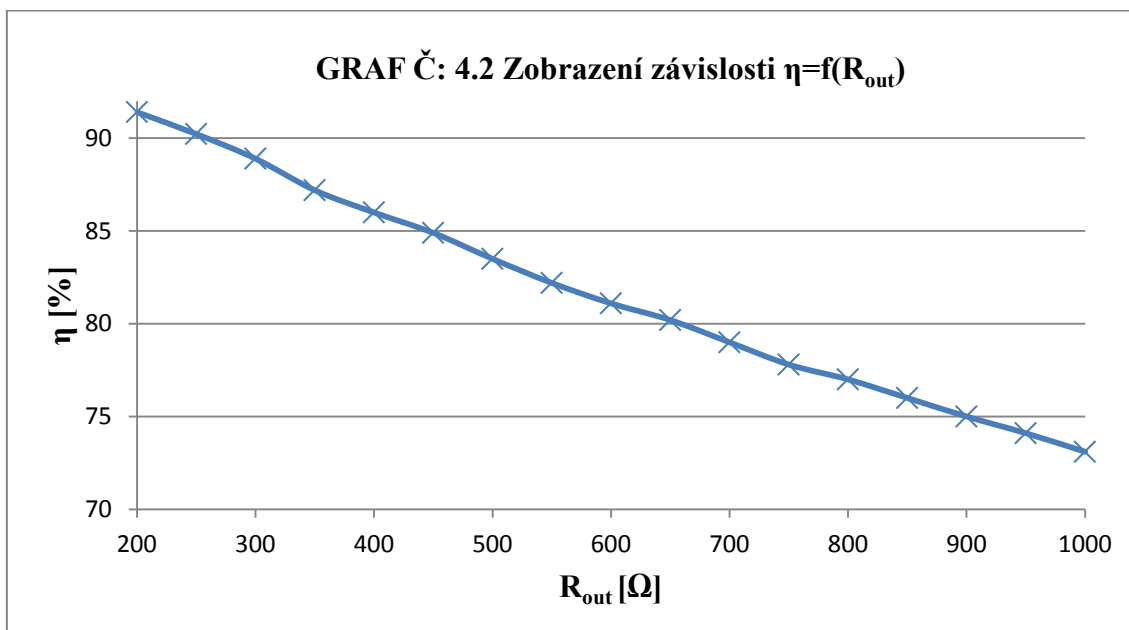
$$\eta = \frac{1}{\left\{ 1 + \frac{r_p}{Z_0 \cdot Q} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{w}{w_0} \right)^2 \cdot Q^2 \right] \right\} \cdot \left( 1 + \frac{2 \cdot U_F}{U_{OUT}} + \frac{R_F + r_l}{R_{out}} + a_b^2 \cdot \frac{r_{ac} \cdot R_{out}}{f^2 \cdot L_f^2} \right)} \quad (4.11)$$

$$\eta = \frac{1}{\left\{ 1 + \frac{7}{342 \cdot 2,93} \cdot [1 + 1,043^2 \cdot 2,93^2] \right\} \cdot \left( 1 + \frac{2 \cdot 0,9}{100} + \frac{0,1 \cdot 0,1}{200} + 0,1808^2 \cdot \frac{1,9 \cdot 200}{120 \cdot 10^3 \cdot 0,001^2} \right)}$$

$$\eta = \frac{1}{1,07222 \cdot \left( 1 + \frac{1,8}{100} + \frac{0,2}{200} + 0,1808^2 \cdot \frac{380}{14400} \right)} = 91,4 \%$$

Tab. 4.4: Celková účinnost měniče při různém zatížení

$R_{out}$	$\eta$ [%]
200	91,41
250	90,23
300	88,90
350	87,20
400	86,00
450	84,90
500	83,50
550	82,20
600	81,10
650	80,20
700	79,00
750	77,80
800	77,00
850	76,00
900	75,00
950	74,10
1000	73,10



Příklad výpočtu pro celkovou účinnost je vyjádřen podle vztahu 4.11, kdy hodnota zatížení dosahovala své maximální velikosti ( $R_{out}=200\Omega$ ), jak již bylo zmíněno, měnič byl navržen pro variabilní zátěž, proto jsme schopni podle vztahu 4.11 dopočítat pro jednotlivé hodnoty výstupního odporu jeho účinnost (viz tab. 4.4). Z grafu č. 4.2 vyplývá, že se snižujícím zatížením dochází k poklesu celkové účinnosti paralelního rezonančního měniče. Nejvyšší hodnota účinnosti dosáhla 91,41% při  $R_{out}=200\Omega$ , naopak nejnižší hodnota dosáhla 73,10% při  $R_{out}=1000\Omega$ . Dále bych se zmínil o parametru  $a_b$ , který vyjadřuje konstantu, jejíž velikost byla vyhledána v odborné literatuře. [19]

## 5 Závěr

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout DC/DC rezonanční měniče a následně provést jejich simulační modely v uživatelském prostředí OrCAD/PSpice. Kombinací "běžného" DC/DC měniče s rezonanční strukturou, která je tvořena prvky  $L_r$  a  $C_r$  vznikne rezonanční měnič. Výhodou tohoto měniče je, že rezonanční prvky vytváří podmínky pro měkké spínání, díky čemuž dochází k eliminaci popřípadě redukci výkonových ztrát na spínacím prvku. Rozeznáváme dvě základní techniky měkkého spínání ZVS a ZCS, její teoretický rozbor je uveden v kapitole 1.1 respektive v kapitole 1.2.

U jednotlivých topologií zapojení je nutné řešit závislost spínací frekvence na zatížení. Například při pohledu na přenosovou charakteristiku (obr. 1.14) pro SRC si můžeme všimnout, že je nutné dostatečně navýšit spínací frekvenci při malém zatížení, aby měnič mohl regulovat hodnotu výstupního napětí, což je nevýhodné. Popíšeme-li přenosovou charakteristiku pro PRC (obr. 1.17) lze si všimnout, že naopak oproti SRC nemusíme ve velké míře měnit spínací frekvenci při malém zatížení, abychom mohli regulovat napětí na výstupu měniče. Jako nejoptimálnější topologie zapojení z hlediska rezonanční struktury se jeví měniče LLC, jelikož můžou pracovat jak při velkém tak i malém zatížení, disponují dvěma rezonančními frekvencemi.

Co se týče návrhu pro snižující a zvyšující měnič, matematická analýza vychází z přenosových funkcí (viz obr. 2.2 a 2.4). Důležitou podmínkou pro správnou funkčnost je ověření, zda přenosový parametr ( $M$ ) je větší nebo roven vůči zatěživateli ( $r$ ). Následně může dojít k postupu výpočtu krok po kroku, jak je tomu uvedeno v kapitole 2.1 respektive 2.2. U měničů typu SRC a PRC je návrh složitější, jelikož jsou brány v potaz jednotlivé účinnosti obvodu ( $\eta_l$ ,  $\eta_R$ ). Nutno ještě podotknout, že pro topologie zapojení snižujícího a zvyšujícího měniče byly rezonanční hodnoty ( $L_r$ ,  $C_r$ ) zadány, kdežto pro topologie typu SRC a PRC muselo dojít k jejich vyjádření za pomoci matematických výpočtů.

Nyní srovnáme matematické a simulační výsledky rezonančních prvků pro zvyšující měnič. Vypočtená hodnota maximálního napětí ( $u_{Crmax}$ ) dosáhla na kondenzátoru  $C_r$  56V, z obrázku 3.2 vyplývá, že hodnota pro simulovaný průběh téže veličiny ( $u_{Crmax}$ ) vychází o 1V nižší. Jinými slovy řečeno, výsledek matematické a simulační hodnoty se liší o 2%. Co se týče srovnání proudu, jenž prochází cívkou  $L_r$ , simulační hodnota vyšla o 1,5A vyšší oproti matematickému předpokladu, který vyšel 16A, rozdíl v procentuálním vyjádření činí 9%.

Při porovnání matematických a simulačních výsledků rezonančních prvků pro snižující měnič dojdeme k závěru, že vypočtená hodnota maximálního napětí ( $u_{Crmax}$ ) dosáhla na kondenzátoru  $C_r$  44V, z obrázku 3.6 vyplývá, že hodnota pro simulovaný průběh téže veličiny ( $u_{Crmax}$ ) vychází o 1V vyšší (45V). Jinými slovy řečeno, výsledek matematické a simulační hodnoty se liší o 2%. Co se týče srovnání proudu, jenž prochází cívkou  $L_r$ , simulační hodnota vyšla o 2,4A vyšší oproti matematickému předpokladu, který vyšel 3,6A.

V kapitole č.4.3 je zobrazen graf č. 4.1 pro SRC, který vyjadřuje závislost celkové účinnosti měniče na zatížení. Důsledkem snižování zatížení dochází k nárůstu celkové účinnosti. Z grafu č.4.2, jenž je zobrazen v kapitole 4.4 vyplývá, že se snižujícím zatížením dochází k poklesu celkové účinnosti paralelního rezonančního měniče, tvar křivky grafu má lineární průběh.

V kapitole č.3 kde jsou uvedeny simulační modely, chybí výsledky pro PRC, jelikož teoretické a simulační předpoklady se lišily značným způsobem. Příčina tohoto nezdaru nebyla zjištěna, byť docházelo k různým způsobům oživení simulace. Například jsem měnil hodnoty rezonančních prvků, zkoušel různé varianty poměru mezi dobou vypnutí a zapnutí (střída) spínacího prvku ovšem bez pozitivního efektu. Jako poslední možnost jsem zkoušel simulace pro menší hodnoty vstupních a výstupních veličin, které dosahovaly max. několik desítek voltů, konkrétně byla simulace testována při vstupním napětí 50V a cílem bylo dosáhnout napětí o velikosti 25V, opět bez dosaženého efektu. V kapitole 2.4 je konkrétní řešení pro  $U_{out}=100V$  při vstupním napětí 200V, tímto způsobem jsem chtěl porovnat simulace, zda by nedošlo ke zlepšení výsledků, při změně proudových a napěťových veličin.



## Seznam použité literatury

- [1] PFOF, Z. *Měniče se zvýšenou účinností pro automobilové aplikace*. Ostrava, 2011. Disertační práce na fakultě Elektrotechniky a informatiky VŠB-Technická univerzita Ostrava na katedře elektroniky. Školitel disertační práce prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.
- [2] MAMMANO, Bob. *Resonant Mode Converter Topologies* [online]. 2001, [cit. 2015-17-02]. Dostupné z: <<http://www.ti.com/lit/ml/slup085/slup085.pdf>>.
- [3] RASHID H., Muhamad. *Power electronics handbook* [online]. 2011, [cit. 2015-8-02]. Dostupné z: <<https://cld.pt/dl/download/03fa4282-3f3f-4231-8907-2e21bfed8207/N3E%20%20SmartBoost/4%C2%BA%20Ano/2%C2%BA%20semestre/C onversores%20Electr%C3%B3nicos%20de%20Pot%C3%Aancia%20a%20Alta%20Frequ%C3%Aancia/CEPAF%202013/LIVRO/Power%20Electronics%20Handbook%203rd %20ed.%20-%20M.%20Rashid%20%28B-H,%202011%29%20BBS.pdf>>.
- [4] HAOINING, Chen. *LLC Resonant Current Doubler Converter* [online]. 2012, [cit. 2015-8-02]. Dostupné z: <[http://ir.canterbury.ac.nz/bitstream/10092/8492/1/Thesis\\_fulltext.pdf](http://ir.canterbury.ac.nz/bitstream/10092/8492/1/Thesis_fulltext.pdf)>.
- [5] XIANG, Fang. *Analysis and design optimization of resonant DC/DC converters* [online]. 2012, [cit. 2015-8-02]. Dostupné z: <[http://etd.fcla.edu/CF/CFE0004229/Dissertation\\_Xiang\\_Fang.pdf](http://etd.fcla.edu/CF/CFE0004229/Dissertation_Xiang_Fang.pdf)>.
- [6] YANG, Bo. *LLC Resonant Converter* [online]. 2003, [cit. 2015-1-02]. Dostupné z: <<http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-09152003-180228/unrestricted/Ch4.pdf>>.
- [7] MUNARRIZ, J., David. *Analysis and design of resonant DC/DC converters for automotive applications* [online]. 2014, [cit. 2015-8-02]. Dostupné z: <<http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/15115/629237.pdf?sequence=1>>.
- [8] HUA, Guichao. *Soft Switching Techniques in PWM Converters* [online]. 1995, [cit. 2015-17-02]. Dostupné z : <<http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=475500>>.
- [9] PETRÁSEK R. *LLC rezonanční měnič středního výkonu*. Brno, 2008. Diplomová práce na fakultě Elektrotechniky a komunikačních technologiích VUT Brno na katedře radioelektroniky. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.
- [10] DRDA V. *Vícefázový serio-paralelní LLC rezonanční měnič*. Brno, 2010. Diplomová práce na fakultě Elektrotechniky a komunikačních technologiích VUT Brno na katedře mikroelektroniky. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.
- [11] WAN, Hongmei. *High efficiency DC/DC converter for EV battery charger using hybrid resonant and PWM Technique* [online]. 2012, [cit. 2015-8-02]. Dostupné z : <[http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-05072012141855/unrestricted/Wan\\_HM\\_T\\_2012.pdf](http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-05072012141855/unrestricted/Wan_HM_T_2012.pdf)>.

- [12] W.A.Tabisz., F.C.Lee. *DC analysis and design of zero-voltage-switched multi-resonant converters* [online]. 1989, [cit. 2015-17-02]. Dostupné z :<  
<http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=48496>>.
- [13] ANDREYCAK, Bill. *Zero Voltage Switching Resonant Power Converters* [online]. 1999, [cit. 2015-8-02]. Dostupné z: <<http://www.ti.com/lit/an/slual59/slual59.pdf>>.
- [14] MOUSAVI, Ahmed. *Soft Switching DC/DC Convertres* [online]. 2013, [cit. 2015-17-02]. Dostupné z: <<http://ir.lib.uwo.ca/cgi/viewcontent.cgi?article=2794&context=etd>>.
- [15] W.A.Tabisz., F.C.Lee. Zero-voltage-switching multi-resonant technique – a novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters, *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE* , Vol. 1, p. 9-17
- [16] Liu Kwang-Hwa, Lee, F.C. Zero-voltage switching technique in DC/DC converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1990, Vol. 5, No. 3, p. 293-304, ISSN 0885-8993
- [17] Kazimierczuk, M.K. Analysis and design of buck/boost zero-voltage-switching resonant DC/DC convertor, *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings G*, 1989, Vol. 136, No. 4, p. 157-166, ISSN 0956-3768
- [18] Tabisz, W.A., Gradzki, P.M., Lee, F.C. Zero-voltage-switched quasi-resonant buck and flyback converters-experimental results at 10 MHz, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1989, Vol. 4, No. 2, p. 194-204, ISSN 0885-899
- [19] Kazimierczuk, M.K., Czarkowski,D. *Power resonant converters*, Wiley-Interscience Publication, ISBN 0-471-04706-6

